

Nuevas investigaciones en estructuras filtrantes clásicas



Grado en Ingeniería
en Tecnologías de Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

Ibai Calero Fernández

Israel Arnedo Gil

Pamplona, 26 de Junio de 2017

Resumen

A lo largo del trabajo final de grado se han buscado e identificado métodos de diseño de estructuras filtrantes en microondas con características dispares en tecnologías de guía de onda.

Por un lado, se han implementado varios métodos de diseño para estructuras clásicas como son los filtros de tipo Iris y se ha planteado una propuesta de mejora que tenía como fin eliminar la banda espúrea superior que aparecen en este tipo de filtros.

Por otro lado, se han propuesto dos filtros más complejos que tienen respuestas en frecuencia más selectivas que los filtros Irises. Para el primer filtro, filtro basado en resonadores dieléctricos, se ha propuesto un cambio en frecuencia junto a una optimización y para el segundo filtro, filtro Dual-Mode, se ha tratado de optimizar un filtro publicado, mejorando su respuesta.

Para este trabajo final de grado, se han empleado diversas herramientas de simulación y de cálculo como pueden ser CST Microwave Studio, FilterDesigner3D y Dedale-HF. El lenguaje de programación empleado ha sido MatLab.

Abstract

Through this final degree Project there have been looked and identified designing methods for filter structures in microwaves with heterogeneous characteristics for guided wave technologies.

On one side, there have been implemented several design methods for basic structures like for example Iris-type filters. In addition, it has been proposed an enhancement oriented to eliminate the spurious superior band that usually appears for this kind of filters

On the other side, there have been proposed two additional more complex filters which provides more selective responses than Iris filters. For the first filter, based in dielectrical resonator, it has been proposed a frequency change together with a functional optimization. For the second one, Dual - Mode filter, it has been tried to optimize a published filter, improving its response.

In order to realize this final Project, there have been used several simulation and calculating programs as for example CST Microwave Studio, FilterDesigner3D y Dedale-HF. Matlab has been used as programming language.

Lista de Palabras clave

Estructuras filtrantes, filtros, microondas, satélites, Iris, Resonadores dieléctricos, Dual Mode, métodos de diseño, investigación, banda espúrea, optimizadores, CST Microwave Studio.

Índice

Resumen.....	2
Abstract	2
Lista de Palabras clave	2
Índice	3
1. Introducción	5
2. Modelo matemático.....	7
2.1 Sistemas lineales	7
2.2 Sistemas estables	7
2.3 Filtros.....	8
2.3.1 Subclasificación de filtros	9
2.3.2 Compromiso en el diseño de filtros	10
2.4 Guía de onda rectangular	11
2.5 Proceso de diseño de filtros	11
2.5.1 Aproximación matemática	12
2.5.2 Proceso de síntesis	12
2.6 Funciones de aproximación clásicas	12
2.6.1 Funciones de Chebyshev	14
2.6.1.1 Características principales.....	14
2.6.1.2 Modelo matemático.....	14
2.6.1.3 Comparativa para distintos órdenes y rizados.....	15
2.7. Teoría de resonadores	16
2.7.1. Implementación de resonadores empleando elementos discretos	17
2.7.2. Cálculo de las g para las funciones de Chebyshev	18
2.7.3. Transformaciones frecuenciales de los elementos discretos equivalentes.....	18
2.7.4. Transformada de Richards	19
2.7.5. Inversores de impedancia y admitancia.....	19
2.7.6. Matriz de acoplo.....	20
3. Diseños propuestos	22
3.1 Filtros Iris	23
3.1.1 Características y modelo aproximado matemático	24
3.1.2 Síntesis de un filtro Iris	25
3.1.3 Método de diseño basado en Markuvitz	26
3.1.3.1 Diseño matemático del filtro de tipo Iris	26
3.1.3.2. Resultados	30

3.1.4. Método de diseño iterativo.....	36
3.1.4.1. Diseño y resultados	37
3.1.5. Método de diseño basado en el redimensionamiento de un filtro	42
3.1.5.1. Diseño a distinta frecuencia y resultados	42
3.1.6. Propuesta de mejora.....	46
3.1.6.1. Localización de banda espúrea y campos EM	46
3.1.6.2. Reconstrucción de la banda de paso.....	53
3.2. Filtros con resonadores dieléctricos	64
3.2.1. Diseño de filtros con resonadores dieléctricos	64
3.2.2. Propuesta de mejora del resonador dieléctrico.....	70
3.3. Filtros Dual-Mode.....	74
3.3.1. Método de diseño de un filtro Dual-Mode	74
3.3.2. Cambio de tornillos	75
3.3.3. Optimización del filtro.....	77
3.3.4. Propuesta de mejora para el filtro Dual-Mode	79
4. Herramientas de trabajo	83
4.1. CST Microwave Studio.....	83
4.1.1. Optimizadores de CST Microwave Studio	83
4.1.1.1. CMA-ES.....	84
4.1.1.2. Genetic Algorithm	85
4.1.1.3. Particle Swarm optimization	86
4.1.1.4. Nelder-Mead Simplex Algorithm.....	87
4.1.1.5. Trust Region Framework	88
4.1.1.6. Interpolated Quasi Newton.....	88
4.2. FilterDesigner3D.....	90
5. Conclusiones.....	91
5.1. Métodos de diseño para los filtros de tipo Iris	91
5.2. Método para la eliminación de la banda espúrea.....	93
5.3. Propuesta de eliminación de la banda espúrea de un filtro Iris	94
5.4. Método de diseño de resonadores dieléctricos.....	95
5.5. Diseño y mejora de filtro Dual Mode	95
5.6. Diversidad en las características de los filtros	96
5.7. Optimizadores empleados en CST.....	97
Bibliografía	98

1. Introducción

A lo largo de los años se ha aumentado en gran medida la demanda en el intercambio de datos y ha conllevado a una necesidad de mejora o de renovación para los sistemas de transmisión y recepción clásicos. Dichos sistemas de transmisión contienen estructuras filtrantes de diversas características dependiendo de su utilidad.

La finalidad de las estructuras filtrantes es optimizar al máximo posible el espectro electromagnético y evitar la transmisión de los canales que no se precisen. Es fundamental mejorar continuamente estos sistemas para optimizar aún más el espectro y así, poder mejorar los sistemas que se emplean a día de hoy.

La necesidad de mejora, conlleva a tener que innovar y proponer nuevas estructuras. Por ello, se ha optado por mejorar las estructuras ya existentes y proponer estructuras que mejoren a las clásicas en el trabajo final de grado. Es por ello, que se ha propuesto hacer un estudio de las estructuras filtrantes que se encuentran en los sistemas de comunicación clásicos empleados en satélites.

La tecnología empleada en los satélites mejora diariamente ya que son la base que sustenta de la retransmisión de datos a millones de usuarios. Entre los usos que tiene la retransmisión de datos por satélite, se destaca la televisión por satélite, la conexión de los teléfonos móviles, señalización GPS y un largo etcétera. Por ejemplo, el cambio de la calidad de vídeo en la televisión, precisa de una mayor velocidad de transmisión y este proceso de mejora en la calidad de vídeo sigue un proceso de mejora continua. A día de hoy se emplea la tecnología de vídeo Full-HD en muchos canales, mientras se espera el empleo de 4K/8K en un futuro cercano.

Para poder estudiar de forma correcta las estructuras filtrantes clásicas se han tomado varias referencias clásicas como base. Entre ellas, se destacan las estructuras filtrantes que se exponen en [1] y [2], referentes al mundo satelital.

En este trabajo final de grado se van a tratar las tecnologías más empleadas históricamente en sistemas satelitales, como son los filtros de tipo Iris, por su simplicidad de diseño; los filtros basados en resonadores dieléctricos, por su dimensiones tan reducidas por el confinamiento de los campos; y los filtros Dual Mode que gracias a que cada cavidad tiene dos resonancias, se volvieron los filtros más empleados en los años 1970-1980.

Este trabajo final de grado tiene la finalidad de tratar de mejoras las diversas estructuras que se han empleado históricamente, proponiendo su estudio para valorar tanto las ventajas como las desventajas de los mismos e intentar eliminar las desventajas que tengan las estructuras filtrantes, como son las bandas espúreas. Por lo que se van a tratar los siguientes puntos dentro del trabajo final de grado.

Por un lado, se van a comparar las distintas estructuras filtrantes y se plantearán diversas metodologías de diseño. Se van a proponer varios métodos de diseño para los filtros de tipo Iris y también, se van a proponer diversos métodos basados en la matriz de acoplo para diseñar filtros de forma universal.

Por otro lado, se propondrán dos mejoras para las estructuras filtrantes más simples que se tratarán, los filtros de tipo Iris. De las dos propuestas se diseñará una y se comprobará su funcionamiento y de la otra propuesta, solo se propondrá la propuesta de mejora.

Después de todo lo que se propondrá, también se darán a lo largo del trabajo final de grado, varios consejos generales como pueden ser consejos relativos al uso de los diversos optimizadores de CST, basándose en la experiencia propia.

2. Modelo matemático

Para el diseño de filtros de microondas y el estudio de las respuestas de los mismos, hace falta conocer los fundamentos físicos y matemáticos. Es por ello, que se van a describir a lo largo del documento varias herramientas matemáticas y físicas que se emplean para el diseño de filtros de microondas que serán de gran ayuda para la realización del diseño de los mismos. Así, se expondrán los principios necesarios sobre teoría de la señal, teoría de circuitos y diferentes herramientas matemáticas.

2.1 Sistemas lineales

Los sistemas que se pueden encontrar en la naturaleza mayormente, son sistemas no lineales con respuestas muy complejas de reconstruir para un ingeniero e incluso, respuestas no deseables. Por ello, a la hora de realizar el diseño de los filtros de microondas se tratará de lograr diseños que tengan una respuesta lineal que sea sencilla de lograr y además, se les exigirá que sean sistemas invariantes en el tiempo. Así, se definirán a lo largo del documento dichos sistemas como sistemas LTI, sistemas lineales e invariantes en el tiempo.

2.2 Sistemas estables

Además de exigir que los sistemas que se propongan deban ser sistemas LTI, se va a requerir que los sistemas tengan una respuesta estable, llamándolos así, sistemas estables. En el caso que concierne al trabajo, los sistemas que se diseñarán serán sistemas con dos únicos puertos, uno de entrada y otro de salida. Por lo que, se definirá la función de transferencia de la siguiente manera:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} \quad (2.1)$$

Donde $H(s)$ será la función de transferencia, $X(s)$ la función a la entrada del sistema, $Y(s)$ la función a la salida, $V_{out}(s)$ el voltaje a la salida del sistema, $V_{in}(s)$ a la entrada y s , es la variable frecuencial compleja.

También se puede expresar $H(s)$ de forma analítica como la división de dos polinomios como propone [1].

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_N * s^N + a_{N-1} * s^{N-1} + a_{N-2} * s^{N-2} + \dots + a_1 * s + a_0}{b_M * s^M + b_{M-1} * s^{M-1} + b_{M-2} * s^{M-2} + \dots + b_1 * s + b_0} \quad (2.2)$$

Donde $N(s)$ será la función polinómica del numerador y expresará los ceros de la función en cuestión, $D(s)$ será la función polinómica del denominador y aportará la información relativa a los polos del sistema. Así, se precisará al menos de los siguientes requisitos para que la función sea estable:

1. a_n y b_n deberán ser constantes reales
2. El grado del polinomio del denominador deberá ser mayor o igual que el grado del polinomio del numerador

Además, se le requerirá al sistema que ante una señal de entrada que sea finita, reproduzca una señal a su salida que también sea finita. Así, la función cumplirá:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |h(t)| * dt < \infty \quad (2.3)$$

Por lo que, la respuesta en frecuencia de un dispositivo real, estable e invariante en el tiempo será la siguiente:

$$H(\omega) = H(s = j\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} \quad (2.4)$$

Con una respuesta a la salida que se podrá idealizar de la siguiente manera:

$$v_{out}(t) = |H(\omega)| * A * \text{sen}(\omega t + \varphi + \text{Arg}(H(\omega))) \quad (2.5)$$

$$\tau_d = -\frac{d(\text{Arg}(H(\omega)))}{d\omega} \quad (2.6)$$

Siendo $H(\omega)$ la ganancia, $\text{Arg}(H(\omega))$ la fase y τ_d el retardo de grupo del sistema.

2.3 Filtros

Un filtro es un sistema que tiene como fin discriminar frecuencialmente una señal de entrada, reproduciendo a su salida una respuesta deseada. Dependiendo del objetivo del filtro se pueden diferenciar dos grupos de filtros distintos.

- Filtros conformadores de frecuencia: Cambian la forma del espectro
 - Ecualizadores
 - Derivadores
 - Conformadores de pulsos
 - Filtros adaptados
- Filtros selectivos en frecuencia: Dejan pasar algunas frecuencias y atenúan otras de manera significativa.

Uno de los mayores problemas que existen en el mundo de la ingeniería es la imperfección y la diferencia entre el mundo ideal y el real.

2.3.1 Subclasificación de filtros

Si se trata de clasificar los filtros selectivos en frecuencia, se tiene que dependiendo de la frecuencia que rechacen o dejen pasar, existen diversos tipos. Por lo que, habrá filtros que dejen pasar frecuencias bajas, altas, ambas, ninguna o combinaciones de ellas tal y como se ve en la en las figuras 1 y 2, donde se puede ver los filtros fundamentales.

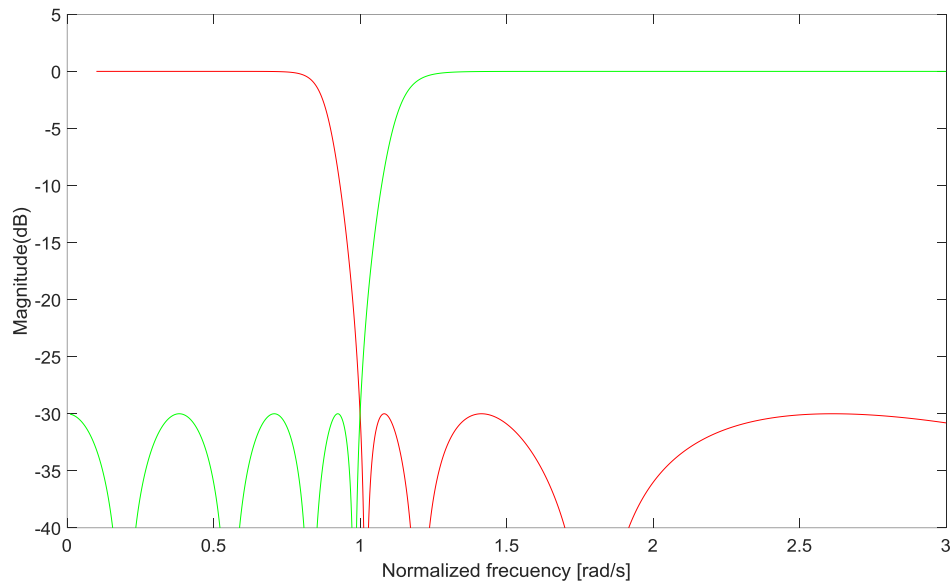


Figura 1. S_{12} de un filtro paso bajo normalizado en rojo y S_{12} de un filtro paso alto en verde

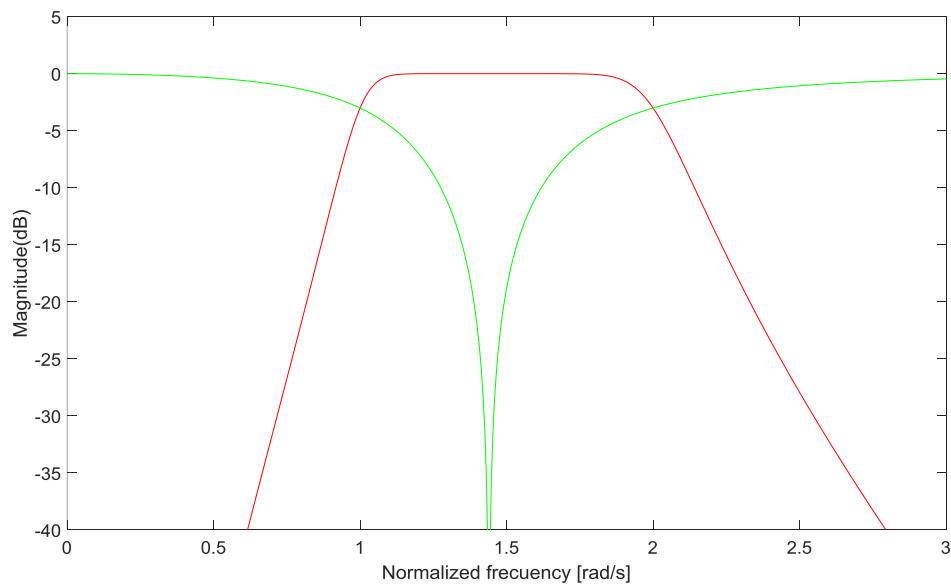


Figura 2. S_{12} de un filtro paso banda normalizado en rojo y S_{12} de un filtro de rechazo de banda en verde

Las figuras con MatLab se encuentran en: [tipos_filtros.m](#)

2.3.2 Compromiso en el diseño de filtros

Aunque se pueden lograr filtros en la vida real que tengan buenas prestaciones, no se puede lograr el diseño de un filtro ideal. En la siguiente figura se puede ver una señal cuadrada en frecuencia, que representaría un filtro ideal junto a su transformada de Fourier en el dominio temporal.

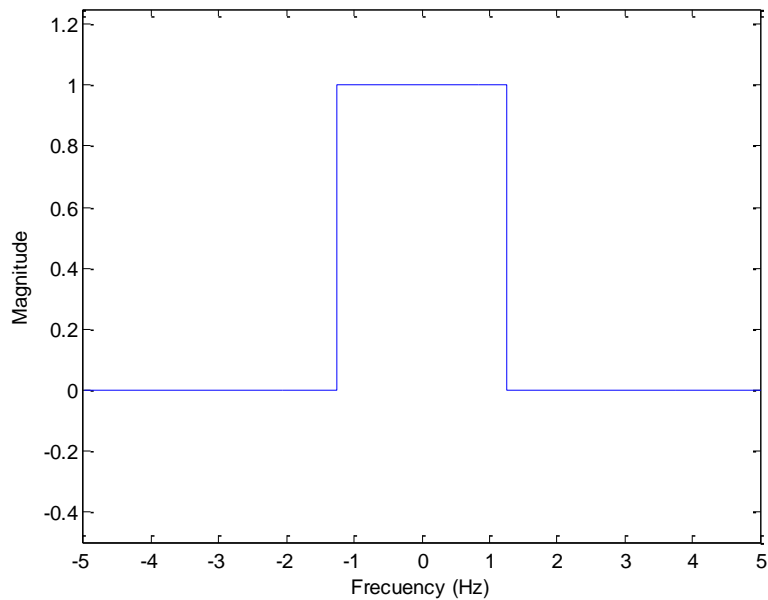


Figura 3. Respuesta en frecuencia de un filtro ideal

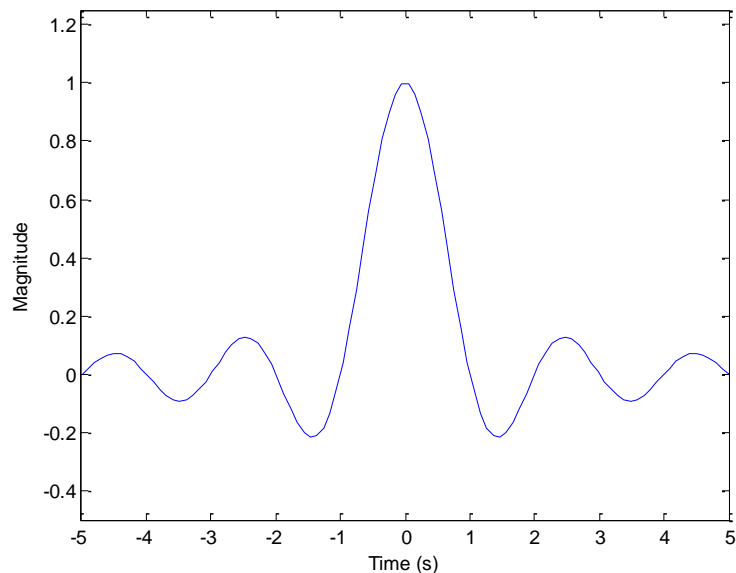


Figura 4. Respuesta temporal del filtro ideal

Las figuras con MatLab se encuentran en: [filtro_ideal.m](#)

Tal y como se puede ver en la figura 4, la transformada de Fourier de un filtro ideal, sería una señal de tipo sinc, la cual tiene una respuesta infinita ya que no es causal y no cumpliría el requisito expuesto en la ecuación 2.3.

Aunque no se puede realizar un filtro que sea ideal, se pueden lograr aproximaciones que cumplan los requisitos de diseño y se verá a lo largo del documento la existencia de un compromiso entre el orden del filtro y la tecnología empleada en el filtro que se diseñe. Este compromiso tendrá como resultado una respuesta en frecuencia que se podrá aproximar a un modelo que se acerque en mayor medida al ideal en el caso de introducir un orden mayor en el filtro, haciendo que la pendiente tienda a infinito, emplear funciones de aproximación con mejores respuesta o empleando tecnologías físicas muy específicas, como puede ser el empleo de multiacoplos, para hacer que la pendiente tienda a infinito colocando un cero de transmisión cerca de la banda de paso.

2.4 Guía de onda rectangular

La guía de onda rectangular es muy empleada a día de hoy en el mundo de las comunicaciones. Se emplea para la transferencia de señal bajo varios estándares que van desde 1 GHz hasta los 220 GHz y con una gran diversidad de formas como se puede ver en las imágenes que se encuentran en [3].

En una guía de onda rectangular se pueden propagar los modos TM y TE pero no el modo TEM y las dimensiones de la misma, son las que marcan qué modo se propaga. Además, las dimensiones marcan también una frecuencia de corte para la cual, por debajo de dicha frecuencia, la propagación no es posible.

En [3], se puede ver que el primer modo que se propaga dentro de una guía de onda rectangular es el modo TE_{10} y será el modo que se deseará emplear para evitar tener modos de mayor frecuencia que se propaguen dentro de la misma guía. Para ello, el estándar WR de guía de onda recomienda las frecuencias que se deben emplear para que se propague un único modo en la guía de onda.

Para poder operar en la frecuencia que se ha deseado para el trabajo, en torno a 10.5 GHz, se empleará el estándar WR-90, siendo las dimensiones de la guía de onda rectangular de 22.86 mm de anchura y 10.16 mm de altura.

2.5 Proceso de diseño de filtros

En el proceso de diseño de filtros, como se ha indicado anteriormente, existirá un compromiso entre el orden del filtro y la calidad del mismo. Además, también se incluirá un compromiso con la tecnología que se vaya a emplear para el diseño del filtro.

Cada compromiso vendrá ligado a una fase de diseño de filtros que podrá venir definido por distintas tecnologías físicas o propuestas matemáticas. Las dos fases principales de diseño de filtro son la aproximación matemática y el proceso de síntesis.

Primeramente, se tendrá una fase de aproximación matemática en la cual se tendrá que buscar una respuesta matemática que cumpla con las especificaciones que se deseen.

En segundo lugar, se tendrá el proceso de síntesis que será el proceso en el que se llevará el modelo matemático planteado al mundo real, mediante el empleo de distintas tecnologías.

2.5.1 Aproximación matemática

Tal y como se ha indicado, hay un compromiso entre la tecnología física que se emplee y el resultado deseado. Para ello, a lo largo de la historia se han tratado de modelizar matemáticamente las respuestas de los filtros. Hay miles de filtros en el mundo pero todos tienen unas características en común.

Todos los filtros tendrán un orden mínimo que asegure que la respuesta sea lo suficientemente buena para su uso y vendrán dados por los siguientes parámetros:

- Un rizado en la zona de paso, que se llamará K_p y vendrá dado por ε
- Un rechazo mínimo en la zona de rechazo, que se llamará K_s
- Una frecuencia ω_p que será la frecuencia de operación del filtro
- Una frecuencia ω_c que marcará la frecuencia de corte del filtro

Así, todas las respuestas tendrán que estar dentro de unos límites teóricos, como se puede ver en [1] y que serán los que marquen la necesidad de aumentar el orden o bajar el rizado la banda de paso del filtro.

2.5.2 Proceso de síntesis

Una vez se haya encontrado la función matemática que mejores resultados ofrezca para unas especificaciones dadas, se dará el proceso de síntesis. El proceso de síntesis será el proceso que relacionará el mundo matemático con el mundo físico.

En el proceso de síntesis se tratará de buscar componentes que actúen de la manera deseada, cumpliendo con la respuesta en frecuencia que se haya concretado en la fase de aproximación matemática. Se tratarán de buscar estructuras que sean equivalentes a elementos electrónicos discretos y a guías de onda, con el fin de modelizar de una forma sencilla la respuesta en frecuencia deseada. Se podrá ver a lo largo del documento que los resonadores de un filtro de dos puertos, se comportarán de una forma muy similar a inductores o condensadores en serie y/o paralelo y tramos de guía de onda.

2.6 Funciones de aproximación clásicas

Históricamente las funciones más empleadas en ámbito de filtros de microondas, son las funciones Butterworth, Chebyshev y elípticas, expuestas en [1]. Cada una de ellas, tiene sus ventajas y sus desventajas que hacen al diseñador decantarse por una u otra. Se van a exponer en orden de complejidad y luego se expondrá una breve comparativa de ellas.

La primera de ellas, la función de Butterworth, es una función que tiene una respuesta en frecuencia que es maximalmente plana en la banda de paso pero tiene una pendiente de caída muy baja. La función de transferencia de una función de Butterworth, es una función todo polos.

$$|H(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (2.7)$$

Donde n será el orden del filtro.

La segunda de ellas, la función de Chebyshev, tiene una caída más abrupta. Sin embargo, tiene un pequeño rizado en la banda de paso. La función de transferencia basada en una función de tipo Chebyshev, será una función todo polos.

$$|H(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega)} \quad (2.8)$$

Donde $C_n(\omega)$ serán los polinomios de Chebyshev, n el orden y ε , el rizado en la banda de paso.

Finalmente, la función elíptica, también dispone de un rizado en la zona de paso y además, dispone de otro rizado en la zona de rechazo y tendrá de una mayor pendiente que las anteriores.

$$|H(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 R_n^2(\omega)} \quad (2.9)$$

Donde $R_n(\omega)$ serán los polinomios de la función elíptica o de Cauer, n el orden y ε , el rizado en las bandas de paso y rechazo.

Así, en la siguiente figura se expone una comparativa entre estas tres funciones para el mismo orden.

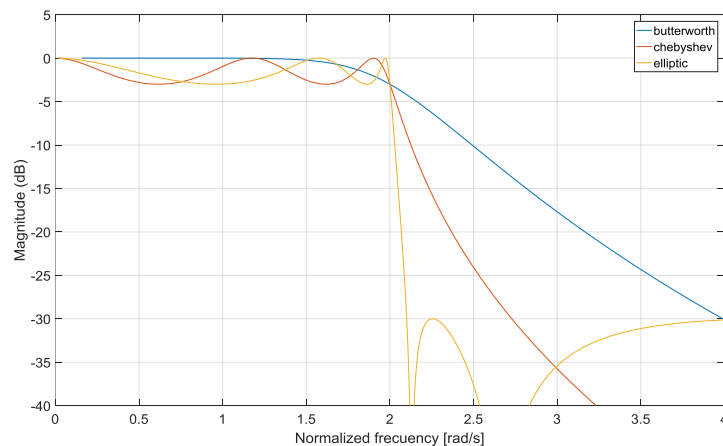


Figura 5. Comparativa entre distintos tipos de filtros

La figura con MatLab se encuentra en: comparativa_filtros.m

Como se puede comprobar en la figura, en la zona de paso, la función Butterworth se comporta de forma maximalmente plana mientras las otras dos funciones tienen una pequeña atenuación que puede ser controlada con el rizado. En cambio, la función elíptica ofrece una caída más abrupta que las dos funciones.

2.6.1 Funciones de Chebyshev

Las funciones de Chebyshev son las funciones que se emplearán para dar una respuesta válida a la especificaciones que se les pedirá a los filtros a lo largo de este documento. Por ello y por ser las funciones más empleadas para el diseño de filtros de microondas clásicos, van a ser las funciones que se documentarán.

2.6.1.1 Características principales

Las funciones de Chebyshev como se ha expuesto anteriormente, son funciones que disponen de un rizado en la banda de paso y que tienen una pendiente con una caída media. A diferencia de las funciones elípticas, no tienen rizado en la banda de rechazo.

Con estas características se tiene que el diseño de los filtros vendrá delimitado principalmente por el rizado en la banda de paso y del rechazo que se desee en el inicio de la banda de rechazo, puesto que presentará una respuesta en frecuencia que será decreciente.

2.6.1.2 Modelo matemático

Las funciones de Chebyshev se consiguen mediante los polinomios de Chebyshev, que tienen las siguientes características como se indican en [1]:

1. Un polinomio $T_n(x)$ es un polinomio de orden n .
2. Los ceros están comprendidos en el intervalo $-1 < x < 1$
3. T_n oscila entre los valores ± 1 en el intervalo $-1 < x < 1$
4. $T_n(1) = T_n(-1) = 1$

Estas propiedades se pueden ver tanto en la siguiente figura como en la siguiente función analítica.

$$T_n(x) = \cos(n \cdot \cos^{-1}x) \quad (2.10)$$

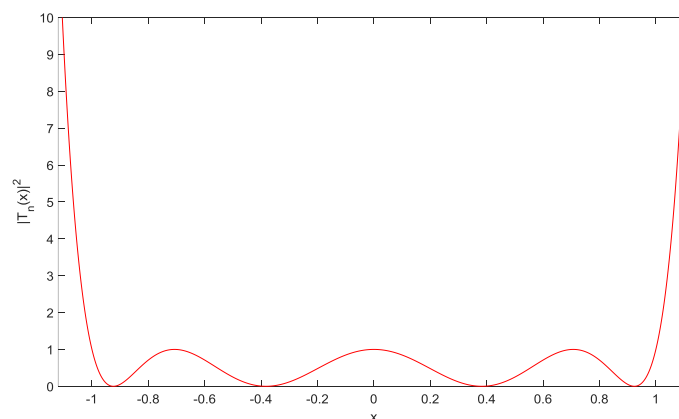


Figura 6. Función característica de Chebyshev

La figura con MatLab se encuentra en: [función_chebyshev_cameron.m](#)

Un método simple para hallar los demás polinomios de Chebyshev es emplear la relación de recursividad que viene dada por la siguiente ecuación:

$$T_{n+1}(x) = 2 \cdot x \cdot T_n(x) - T_{n-1}(x) \quad (2.11)$$

Para los cuales se toma que $T_0(x) = 1$ y $T_1(x) = x$. Así, se podría generar el polinomio de Chebyshev de cualquier orden. Variando el orden se pueden ajustar la cantidad de ceros, así como las raíces del polinomio de forma sencilla.

Estos polinomios se emplearán en la función de Chebyshev normalizada de orden n:

$$|H(x)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(x)} \quad (2.12)$$

Esta función de Chebyshev no tiene ningún cero, es una función todo polos, donde ε será la magnitud que controlará el rizado en la banda de paso. Se puede ver la relación entre ε y K_p en la siguiente ecuación, que será clave a la hora de diseñar el filtro:

$$K_p = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} \quad (2.13)$$

Donde se tendrá que K_p serán las pérdidas de retorno en la banda de paso.

Este modelo matemático se puede llevar al dominio ω , cambiando la variable x y así será como se trate esta función a lo largo del documento.

2.6.1.3 Comparativa para distintos órdenes y rizados

Como se ha indicado anteriormente, es muy importante que se seleccione correctamente el orden mínimo del filtro y el rizado máximo que se vayan a utilizar en el diseño del filtro. Un orden mayor supone que el filtro tenga una dimensión mayor y ello, pueda conllevar a que el filtro no cumpla con las características físicamente.

En el mundo que concierne a este documento se buscan filtros que tengan poco peso, que sean robustos y que sean compactos para el uso en el mundo satelital, por lo que aumentar el orden para mejorar sus características no será la solución, se buscará siempre el mínimo orden que garantice las características mínimas que se requieran o se forzará a que se tenga un orden predefinido.

A continuación, se dejan dos graficas que sirven como fundamento para poder comprender el gran compromiso que existe entre la respuesta en frecuencia y el cambio del rizado y/o el orden del filtro.

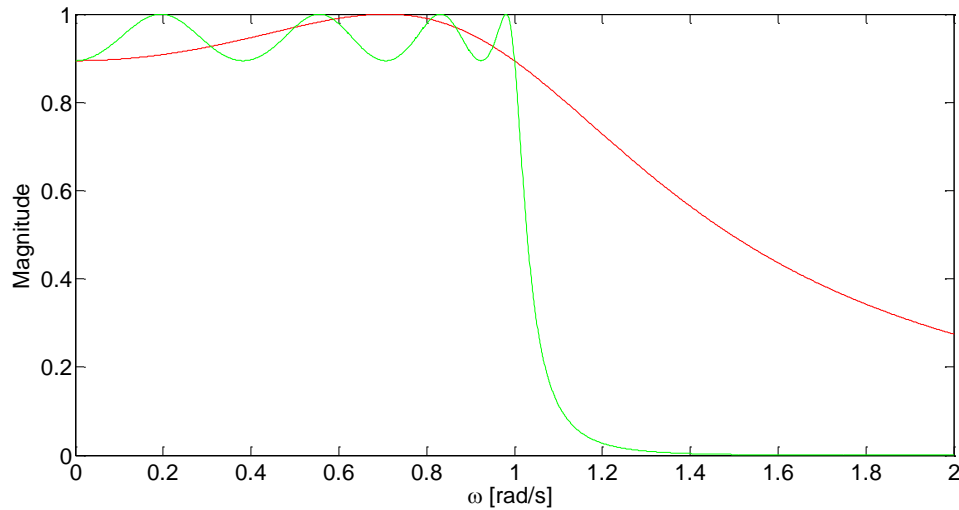


Figura 7. Respuestas en frecuencia normalizadas (S12) de un filtro Chebyshev, en rojo para un orden 2 y en verde, para orden 8

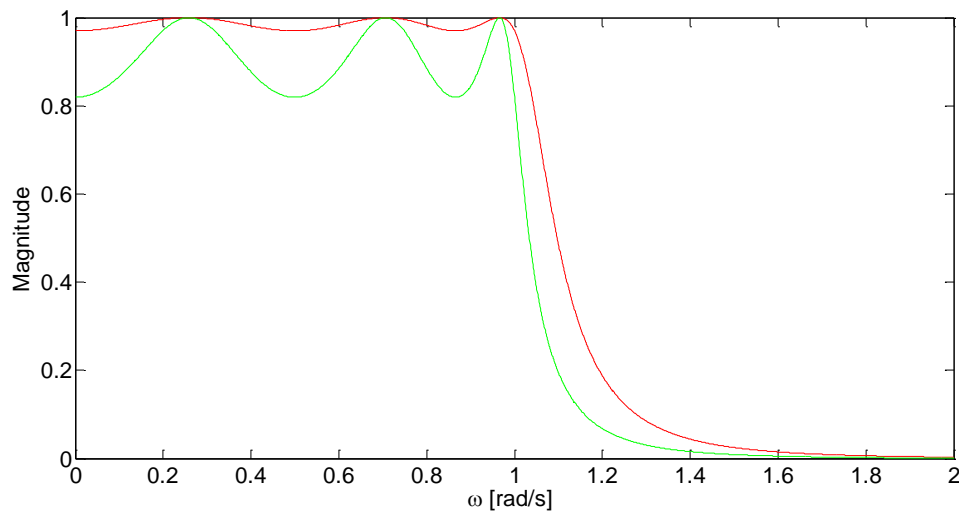


Figura 8. Respuestas en frecuencia normalizadas (S12) de un filtro Chebyshev, en rojo con una ϵ de 0.25 y en verde con una ϵ de 0.7

Las figuras con MatLab se encuentran en: comparativa_ordenes_rizado.m

Queda patente así, la necesidad de forzar a que el filtro tenga un orden mínimo para que la banda de paso no pueda interferir con otras bandas cercanas y que el rizado sea lo suficientemente pequeño, para que las pérdidas de retorno permitan el correcto funcionamiento del sistema diseñado.

2.7. Teoría de resonadores

Los resonadores de microondas son utilizados en multitud de aplicaciones, incluidos filtros, osciladores, amplificadores y medidores de frecuencia. El uso de estos sistemas es muy empleado por la gran similitud con los elementos discretos electrónicos. Por esa razón, una gran cantidad de filtros de microondas utilizan resonadores para diseñarse de forma sencilla y robusta.

Los resonadores de microondas se entienden como los bloques más fundamentales de un filtro. Se emplean principalmente en el diseño de filtros paso banda porque cada resonador consiste en crear una frecuencia de resonancia y la suma de ellas aporta una banda de paso deseada. Se empleará esta tecnología en el diseño de filtros en este documento por la simplicidad que ofrecen a la hora de diseñarse.

Un resonador se podrá modelar como varios elementos electrónicos como son las bobinas o los condensadores en serie y/o paralelo como se va a explicar a continuación.

2.7.1. Implementación de resonadores empleando elementos discretos

Un resonador es la suma de varios elementos electrónicos discretos que sumados tienen una respuesta en frecuencia precisa. En [3] se puede ver como varían las respuestas en frecuencia dependiendo de cómo se organicen los elementos electrónicos discretos.

Por un lado, en el caso de emplear un circuito formado por una fuente de voltaje unida en serie a una resistencia, una bobina y un condensador, la función de transferencia se puede modelar como una señal que filtre la banda deseada, tal y como se expone en [3].

Por otro lado, en el caso de emplear un circuito formado por una fuente de voltaje unida en paralelo a una resistencia, a una bobina y a un condensador, la función de transferencia se puede modelar como en [3]. En este trabajo se ha llegado a lograr una respuesta en frecuencia normalizada como la siguiente en el [capítulo 3.1.7.2](#) de la memoria. Con el script en MatLab: [CircuitoEquiv_RLC.m](#)

Con la siguiente gráfica se trata de mostrar una simulación de un resonador para que se pueda comprobar que el modelo matemático es totalmente válido.

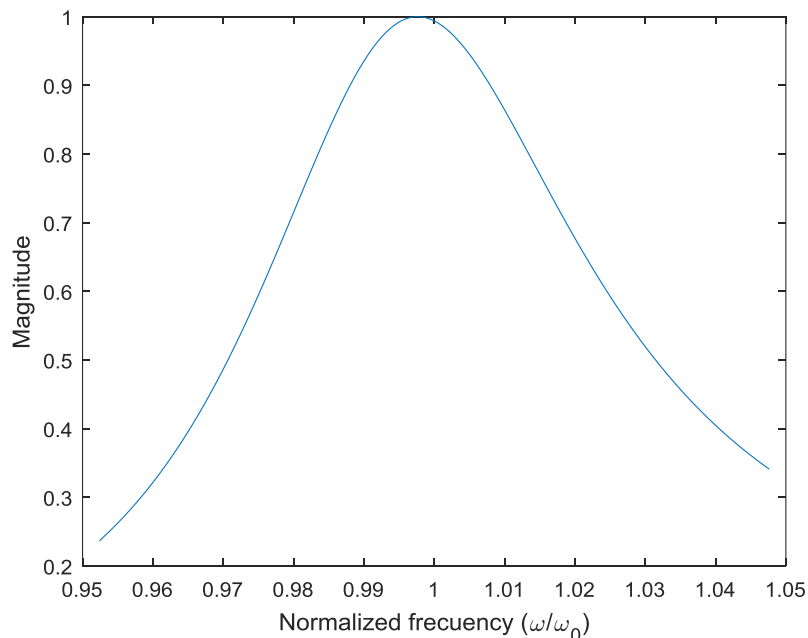


Figura 9. Respuesta en frecuencia (S_{12}) normalizada de una cavidad resonante

La figura con MatLab se encuentra en: [simulación_normlizada_resonador.m](#)

Una de las ventajas que supone el emplear estos modelos electrónicos equivalentes es el mejorar los límites frecuenciales que se proponen al emplear elementos electrónicos discretos como son las bobinas, condensadores y resistencias, las cuales tienden a comportarse de forma no uniforme a partir de 2-3 GHz. Así, queda justificada la necesidad de emplear resonadores o sistemas de microondas con el fin de modelar matemáticamente las respuestas en frecuencia de sistemas a alta frecuencia. Por ejemplo, existen estándares de guía de onda que están diseñados para la transmisión de señales hasta 220 GHz.

2.7.2. Cálculo de las g para las funciones de Chebyshev

El cálculo de los coeficientes de las funciones de Chebyshev es muy importante puesto que viene ligado a la cantidad de elementos electrónicos discretos equivalentes que tendrá el filtro que se realizará.

Se va a tomar como referencia un diseño electrónico para un filtro paso bajo realizado mediante un prototipo basado en las funciones de Chebyshev.

Un prototipo básico estaría formado por una fuente de alimentación, conectada a una resistencia en serie y una resistencia de carga en el extremo contrario. La cascada de elementos se reparte alternando condensadores que están en serie con bobinas en paralelo, las cuales tomarán los valores de las g que se hayan calculado, tal y como se puede ver en las figuras que se encuentran en [1] y [4]. Donde las g serán los valores equivalentes que haría falta para diseñar dichos filtros con elementos electrónicos discretos.

2.7.3. Transformaciones frecuenciales de los elementos discretos equivalentes

Resulta muy útil poder mover en frecuencia un filtro o poder transformar el tipo de filtro. Para ello, se proponen en [1] las transformaciones de los filtros principales. En este documento se abordan los filtros paso banda. Por lo que, se propondrán a continuación las transformaciones de un filtro paso bajo a un paso banda.

La forma más sencilla de transformar un filtro paso bajo en un filtro paso banda es cambiar los condensadores, por un condensador en paralelo con una bobina y las bobinas, por una bobina en serie con un condensador.

Tomando que los condensadores en paralelo serán los elementos en la posición par y que las bobinas serán los elementos en las posiciones impares, y que el valor de las mismas será el valor de las g calculadas, se tiene que:

$$L_k = \frac{g_k}{\Delta\omega} \text{ y } C_k = \frac{\Delta\omega}{g_k \omega_0^2} \text{ para las } k \text{ impares} \quad (2.14)$$

$$C_k = \frac{g_k}{\Delta\omega} \text{ y } L_k = \frac{\Delta\omega}{g_k \omega_0^2} \text{ para las } k \text{ pares} \quad (2.15)$$

Donde C_k y L_k serán los valores de las bobinas y los condensadores del modelo equivalente paso banda.

2.7.4. Transformada de Richards

La transformada de Richards consiste en mapear el plano ω en el plano Ω , repitiéndose así con un periodo $\omega * \frac{l}{v_p} = 2\pi$. En [4] se expone la transformada que propuso Richards y que plantea que todos los elementos discretos RLC se podían modelar como líneas de transmisión. Este modelado se puede hacer bajo la transformación $t = \tanh \frac{l_p}{v_p}$. A lo largo del documento se emplearán los resultados que se derivan de la transformada Richards para los elementos discretos y su modelo equivalente electrónico que se propone en [4].

Así, se tiene que gracias al mapeo de frecuencias permite tener figuras que se repitan cada $2 * \omega_0$, dando respuestas en frecuencia como se pueden ver en la siguiente figura, para el caso de filtros de tipo Chebyshev.

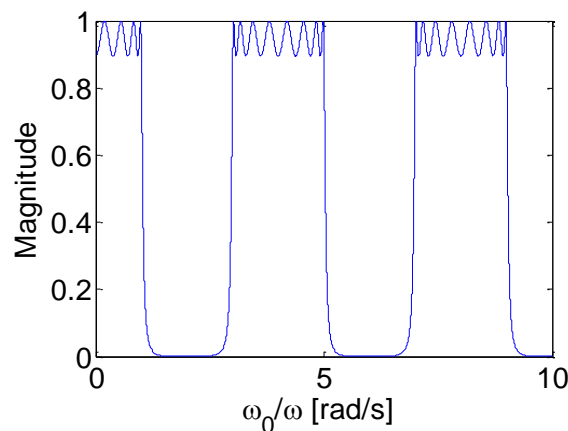


Figura 10. Respuesta en frecuencia (S12) normalizada de un filtro Chebyshev tras emplear la transformada de Richards

La figura con MatLab se encuentra en: [Richards.m](#)

Se puede ver de forma rápida el mapeo del plano ω en el plano Ω , con periodo 2π . Así, se tiene que los filtros que se diseñen tendrán una respuesta similar periódicamente en el plano Ω .

2.7.5. Inversores de impedancia y admitancia

Los inversores de impedancia y admitancia son recomendables para el diseño de filtros de rechazo de banda o paso banda que tengan un ancho de banda estrecho. Los inversores de impedancia, (K) y los inversores de admitancia, (J), son bloques que se construyen mediante transformadores $\lambda/4$, como se puede ver en [3] y que son equivalentes a un condensador en serie o una bobina en paralelo en una línea de transmisión.

Los K-inversores se pueden modelar como una bobina en paralelo unido a dos tramos de línea de transmisión de longitud $\theta/2$ cada una. Así, se puede modelar el valor que tomará cada K-inversor y su respectiva reactancia con las siguientes ecuaciones.

$$K = Z_0 \tan \left| \frac{\theta}{2} \right| \quad (2.16)$$

$$X = \frac{K}{1 - \left(\frac{K}{Z_0} \right)^2} \quad (2.17)$$

$$\theta = -\tan^{-1} \frac{2X}{Z_0} \quad (2.18)$$

Los J-inversores se pueden modelar como un condensador en serie unida a dos tramos de línea de transmisión de longitud $\theta/2$ cada una. Así, se puede modelar el valor que tomará cada J-inversor y su respectiva reactancia con las siguientes ecuaciones.

$$J = Y_0 \tan \left| \frac{\theta}{2} \right| \quad (2.19)$$

$$B = \frac{J}{1 - (J/Y_0)^2} \quad (2.20)$$

$$\theta = -\tan^{-1} \frac{2B}{Y_0} \quad (2.21)$$

Siendo así de fácil modelar un componente electrónico discreto, los K-inversores y los J-inversores se emplearán para ofrecer soluciones físicas a los problemas de diseño de filtros de microondas, que junto al empleo de las identidades de Kuroda ofrecen grandes facilidades para el proceso de síntesis de los filtros.

2.7.6. Matriz de acoplo

La matriz de acoplo es una representación matemática de los acoplos que se dan dentro de una estructura filtrante. Dicha representación es muy útil ya que permite obtener una idea de cómo es una estructura física. Por ejemplo, la apertura dentro de un filtro iris es proporcional al valor de la matriz de acoplo ya que un mayor acoplo entre cavidades se consigue mediante la apertura del iris.

Así, se define una matriz de acoplo para un filtro de 2 resonadores tal y como se puede ver en [1]:

$$M = \begin{pmatrix} M_{ss} & M_{s1} & M_{s2} & M_{sL} \\ M_{s1} & M_{11} & M_{12} & M_{1L} \\ M_{s2} & M_{12} & M_{22} & M_{2L} \\ M_{sL} & M_{1L} & M_{2L} & M_{LL} \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

Donde se tiene que M_{ij} es el índice de acoplo entre los distintos resonadores y se tiene simetría en la matriz, por lo que $M_{ij} = M_{ji}$. Además, S , sería la entrada y L , la carga.

3. Diseños propuestos

Tal y como se ha propuesto en la introducción, se ha tratado de trabajar con distintas tecnologías de filtros de microondas. A lo largo del trabajo final de grado se han valorado principalmente las tecnologías como son la tecnología Iris, los resonadores dieléctricos y los filtros Dual Mode.

Se van a proponer a continuación diversos diseños con diferentes requisitos y se van a exponer por orden de complejidad, por lo que se empezará por los filtro Irises y se acabarán por los Dual Mode.

Para que se pudiera realizar una comparación de los distintos filtros y sus características principales, se ha tratado de lograr que todos los filtros operen a una frecuencia central que fuese la misma. Se tomó en una primera instancia el filtro que se propondrá en último lugar como referencia, así que se tomó la decisión de mover en frecuencia los demás filtros y llevarlos a la frecuencia de operación del filtro Dual Mode, que será de 10.5 GHz.

Los filtros Iris se perfilan en una primera instancia como filtros que tendrán un ancho de banda fraccional superior. Aunque a diferencia del resto de filtros, tendrán una peor respuesta en frecuencia en la banda de rechazo. Sin embargo, se podrá ver que podrán llegar a tener una adaptación muy superior en la banda de paso.

Los filtros basados en resonadores dieléctricos tendrán una mejor respuesta en frecuencia en la banda de paso que se busque respecto a los filtros Dual Mode y serán de banda estrecha, ofreciendo una mejor adaptación en la banda de rechazo en comparación con los filtros Irises aunque como se verá tendrán más resonancias dadas por las cavidades.

Los filtros Dual Mode ofrecerán unas características de adaptación en la banda de paso que no serán tan buenas como la de los filtros con resonadores dieléctricos pero tendrán una gran pendiente aun teniendo un orden bajo, debido a los ceros de transmisión que se podrán colocar mediante acoplos negativos.

En consecuencia, se tendrá que cada tecnología se adaptará mejor dependiendo de los requisitos del filtro deseado y serán claves los requisitos del filtro deseado a la hora de optar por el empleo de cada tecnología.

3.1 Filtros Iris

Los filtros Irises son estructuras filtrantes basadas en la tecnología de resonadores detallada anteriormente. En dichas estructuras se tendrá que los resonadores serán las sumas de los tramos de guía de onda junto a varias aperturas en la guía, que se llamarán Irises, dándole el nombre a dicha tecnología.

En esta tecnología se tendrá que las aperturas de los Irises vendrán dadas por los K-inversores entre los distintos tramos de guía de onda. Como se podrá ver a lo largo de este capítulo, cada tipo de filtro Iris tendrá unas características distintas.

Los diseños que se darán en el documento serán filtros de tipo Iris de 2 puertos, uno de entrada y otro de salida. Los filtros de tipo Iris que se podrán ver a lo largo del documento se podrán diferenciar por la apertura del pequeño tramo de guía que corresponda al Iris.

En el caso de que el grosor de cada Iris sea menor a $50\text{ }\mu\text{m}$, que sería la longitud de la guía, se hablará de filtros de tipo Iris que sean ideales, puesto que se podrán modelar de forma completamente inductiva.

Sin embargo, si el grosor del iris es mayor, se hablará de filtros de tipo Iris que no sean ideales y se podrán modelar como un tramo de guía de onda con una pequeña longitud, con su carácter inductivo y capacitivo. Se detallarán a continuación las características de los mismos.

El problema de estos diseños se da en la necesidad de poder ser fabricados sin dieléctricos. Se va a tomar por ello, que el grosor de los Irises que se tendrán será de al menos $800\text{ }\mu\text{m}$, tomando dicho grosor mínimo para el cual el metal que se use para hacer las paredes no se pueda deformar.

Las estructuras que se mostrarán a lo largo del capítulo de filtros Iris, representarán el vacío que vendrá dentro de una superficie de PEC, tal y como se puede ver en la imagen 1.

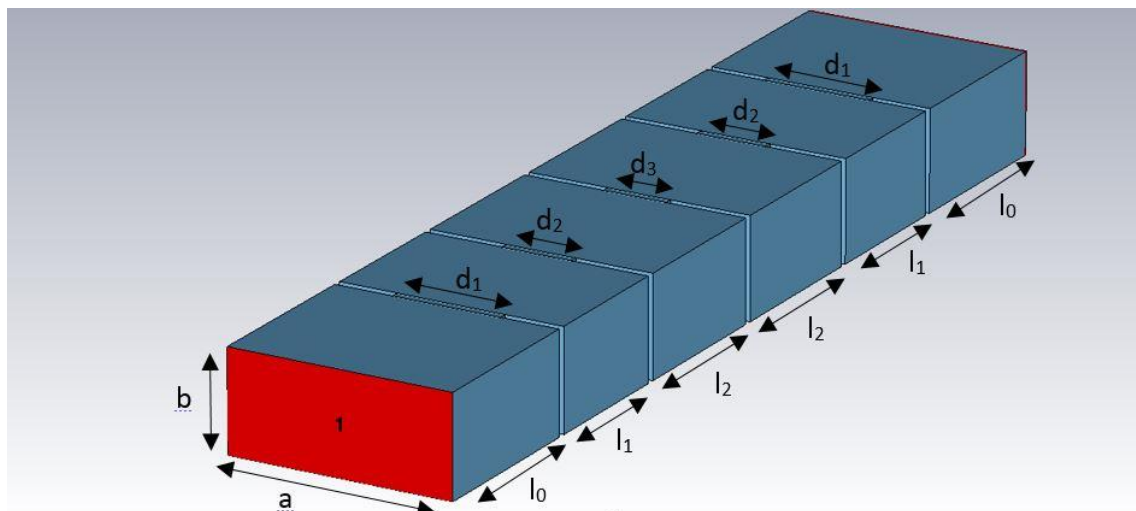


Imagen 1. Diseño de un filtro Iris con 5 aperturas

Cuando se detallan las dimensiones del filtro, estas vendrán ordenadas respecto a esta imagen. Al primer tramo de guía de onda, no se le va a calcular a dimensión puesto que no afectará a la magnitud de la respuesta en frecuencia. Se hablará así, de 4 tramos de guía de onda y 5 Irises en el orden que se puede ver en la imagen, contándolos desde el puerto 1.

La idea principal será el diseño de distintos filtros de tipo Iris con distintas características empleando diferentes métodos, pero que dispongan de la misma estructura. Así, se tendrá que todos los filtros Irises serán como el que se puede ver en la imagen 1.

Luego, se presentarán diferentes propuestas de mejora de dichos filtros para eliminar la banda espúrea que aparece en estos filtros.

3.1.1 Características y modelo aproximado matemático

Como se ha comentado en el [capítulo 2.5](#), el proceso de diseño de un filtro tiene dos fases, la fase de aproximación matemática y la fase de síntesis.

Por un lado, para la fase de aproximación matemática se van a emplear las funciones de Chebyshev a la hora de diseñar los filtros, para hallar el orden y las g necesarias, que darán los valores de los K-inversores correspondientes.

Por el otro lado, para la fase de síntesis, se va a emplear una topología en cascada ya que físicamente el filtro Iris consta de varias aperturas entre guías de onda en cadena y los acoplos en la estructura solamente dependerán de las cavidades anteriores y posteriores.

Por lo que, para el cálculo del orden mínimo del filtro se va a emplear como punto de partida el rizado en la zona de paso y el rechazo mínimo en la banda de rechazo.

Primeramente, se debería calcular el orden mínimo que requiere el filtro usando las funciones de Chebyshev, para un modelo de filtro paso bajo, el cual luego se transformará para que se vuelva un paso banda, que es lo que se buscará.

$$\Omega = \frac{\omega_s}{\omega_p} = \frac{f_s}{f_p} \quad (3.1)$$

$$M = \sqrt{\frac{10^{0.1K_s} - 1}{10^{0.1K_p} - 1}} \quad (3.2)$$

$$n_{c_ideal} = \frac{\cosh^{-1} M}{\cosh^{-1} \Omega} \quad (3.3)$$

Donde se tendrá que n_{c_ideal} será el orden mínimo del filtro sin tener en cuenta la dispersión de la guía.

En el caso de los filtros Iris hay que calcular otros dos parámetros más para poder hallar el orden. Estos parámetros son necesarios debido a la dispersión de la guía. Así, se deberá calcular también los siguientes parámetros.

$$\Omega_{\lambda 1} = \frac{2}{\Delta_\lambda} \cdot \left(\frac{\lambda_{g0} - \lambda_{g4}}{\lambda_{g0}} \right) \quad (3.4)$$

$$\Omega_{\lambda 2} = \frac{2}{\Delta_\lambda} \cdot \left(\frac{\lambda_{g3} - \lambda_{g0}}{\lambda_{g0}} \right) \quad (3.5)$$

Donde se tiene que:

$$\Delta_\lambda = \left(\frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \right) \quad (3.6)$$

En consecuencia, se tendrá que los órdenes mínimos correspondientes serán los siguientes teniendo en cuenta la dispersión de la guía.

$$n_{c\lambda1} = \frac{\cosh^{-1} M}{\cosh^{-1} \Omega_{\lambda1}} \quad (3.7)$$

$$n_{c\lambda2} = \frac{\cosh^{-1} M}{\cosh^{-1} \Omega_{\lambda2}} \quad (3.8)$$

Entre los resultados logrados de (3.3), (3.7) y (3.8) se deberá buscar el resultado que tenga un valor mayor y ese será el valor que se empleará para calcular el orden mínimo que requerirá el filtro deseado. Ese resultado será n_c , que será el orden mínimo que se precisará para tener un filtro con la respuesta en frecuencia deseada.

El orden mínimo que hará falta para diseñar el filtro será el resultado de redondear n_c hacia arriba. Se tendrá que redondear hacia arriba puesto que el orden aporta la información correspondiente al número total de resonadores que se emplearán y este debe ser un número entero. En el caso de que se desee que el número de Irises sea par o impar, se podrá forzar a que el orden mínimo sea par o impar de cara a una implementación más concreta.

3.1.2 Síntesis de un filtro Iris

Como se ha comentado, el modelo físico de un filtro de tipo Iris, es la suma de varios tramos de guía de onda, conectados entre ellos, por aperturas en la guía. Estas aperturas y una pequeña longitud del tramo más cercanos se modelarán como los K-inversores y así, se podrán calcular las dimensiones de las aperturas y las longitudes de los tramos de guía de onda.

Los filtros Irises que físicamente estén configurados en cascada tendrán una matriz de acoplo, $N+2$, que tendrá la siguiente forma para un filtro de orden 4, como se ha explicado en el [apartado 2.7.7.1](#) :

$$[M]_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & M_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{21} & 0 & M_{23} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_{32} & 0 & M_{34} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_{43} & 0 & M_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M_{54} & 0 & M_{56} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & M_{65} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Los K-inversores se pueden ver de dos formas distintas y a lo largo del documento se van a tratar de distinta forma dependiendo el método o la solución que se precise. El primero modo de ver al K-inversor, reflejará un Iris que será ideal y así, teniendo un grosor el iris que será casi infinitesimal, actuando como una inductancia tal y como se puede ver en [2] y en el segundo caso, se tratará los K-inversores como una inductancia unida a dos condensadores.

3.1.3 Método de diseño basado en Markuvitz

Los filtros de tipo Iris, se siguen empleando después de muchos años y por ello, cuentan con una gran variedad de métodos de diseño. El primero que se va a abordar es el método de diseño que se propone en [2]. En [2] se proponen una infinidad de métodos de diseño para filtros de tipo Iris, para distintos tipos de obstáculos, tanto con un grosor para los Irises que sean finitos como infinitesimales.

Se ha valorado el diseño de un filtro empleando un método directo, calculando directamente las dimensiones físicas para un grosor de Iris que no sea infinitesimal pero los resultados no han sido los esperados por lo que se ha propuesto cambiar el método y dividirlo en dos fases distintas. En la primera fase, se diseñará un filtro que tenga una respuesta en frecuencia deseada y que el Iris sea inductivo, que tenga un grosor infinitesimal y en la segunda, se buscará un modelo equivalente mediante una aproximación matemática.

3.1.3.1 Diseño matemático del filtro de tipo Iris

Con este método se va a tratar de diseñar un filtro que tenga unas características similares a los filtros que se exponen en la literatura clásica, como es el filtro expuesto en [1].

Al filtro se le pedirá que sea fabricable, lo que supondrá que las paredes que se encuentren en los Irises sean lo suficientemente anchas para que no se deformen. Para ello, se dejará en 0.8 mm al menos el grosor de los Irises. Se tomará este grosor como un estándar en este capítulo de filtros de tipo Iris.

Así, el modelo que se propone será equivalente a un circuito electrónico en el cual el Iris sería una bobina en paralelo unida a dos condensadores en serie dentro de la línea de transmisión.

Para emplear el método propuesto se precisa de encontrar la inductancia equivalente de los k-inversores. Para ello, se emplean las ecuaciones y el modelo de equivalencia que se encuentran en [1].

A continuación, se dejan las ecuaciones que se precisan para lograr las inductancias equivalentes y poder darle una solución física al problema matemático.

$$K_{0,1} = \sqrt{\frac{Z_0 \Delta \omega_0 L_{S1}}{\omega_{kp} g_0 g_1}} \quad (3.10)$$

$$K_{i,i+1} = \frac{\omega_0 \Delta}{\omega_{kp}} \sqrt{\frac{L_{Si} L_{S(i+1)}}{g_i g_{i+1}}} \quad (3.11)$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\Delta \omega_0 L_{Sn} Z_{n+1}}{\omega_{kp} g_n g_{n+1}}} \quad (3.12)$$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (3.13)$$

De cara a diseñar estos filtros, se quiere buscar el equivalente físico de las bobinas y condensadores. Se toman para ello las siguientes ecuaciones propuestas en [3]:

$$L = \frac{\pi Z_0}{2\omega_0} \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2 \quad y \quad C = \frac{2}{\pi Z_0 \omega_0} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}} \right)^2 \quad (3.14) \quad y \quad (3.15)$$

Si se introducen (3.14) y (3.15) en (3.10), (3.11) y (3.12) se puede llegar a las siguientes ecuaciones, las cuales sí que servirán para poder encontrar el modelo físico equivalente.

$$K_{0,1} = Z_0 \sqrt{\frac{\pi \Delta_\lambda}{2\omega_{kp} g_0 g_1}} \quad (3.16)$$

$$K_{i,i+1} = Z_0 \frac{\pi \Delta_\lambda}{2\omega_{kp}} \sqrt{\frac{1}{g_n g_{n+1}}} \quad (3.17)$$

$$K_{n,n+1} = Z_0 \sqrt{\frac{\pi \Delta_\lambda}{2\omega_{kp} g_n g_{n+1}}} \quad (3.18)$$

Se implementará físicamente mediante una estructura filtrante que se compone de resonadores paso banda, $\lambda_{g0}/2$ acoplados. Físicamente se diseñará pensando que los Irises se distanciarán en $\lambda_g/2$.

Se tomará que θ será la longitud que tendrá cada K-inversor y que X, será la reactancia que tendrá, tal y como viene en [3].

$$K = Z_0 \tan \left| \frac{\theta}{2} \right| \quad (3.19)$$

$$\theta = -\tan^{-1} \frac{2X}{Z_0} \quad (3.20)$$

$$X = \frac{K}{1 - \left(\frac{K}{Z_0} \right)^2} \quad (3.21)$$

Si se toman estas ecuaciones se puede llegar a una ecuación que relacione el modelo físico con el modelo electrónico equivalente. A continuación, se detalla cómo se pueden modelar las dimensiones aproximadas de un filtro tipo Iris ideal empleando las ecuaciones que se encuentran en [2] para el diseño de Irises con un grosor infinitesimal:

$$longitud_{tramo \text{ guía de onda } i} = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left\{ \pi - \frac{1}{2} \left[\tan^{-1} \left(\frac{2X_{i,i+1}}{Z_0} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2X_{i+1,i+2}}{Z_0} \right) \right] \right\} \quad (3.22)$$

Para calcular las dimensiones de un Iris que se comporte de forma ideal se tiene que operar con las siguientes ecuaciones que se exponen a continuación.

$$\frac{X}{Z_0} = \frac{a}{Z_g} \tan^2 \frac{\pi d}{2a} \left\{ 1 + \frac{3}{4} \left[\frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{2a}{3\lambda} \right)^2}} - 1 \right] \sin^2 \frac{\pi d}{a} + 2 \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \left[1 - \frac{4}{\pi} \frac{E(\alpha) - \beta^2 F(\alpha)}{\alpha^2} \cdot \frac{E(\beta) - \alpha^2 F(\beta)}{\beta^2} - \frac{1}{12} \sin^2 \frac{\pi d}{a} \right] \right\} \quad (3.23)$$

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{a}{\lambda_g} \tan^2 \frac{\pi d}{2a} \left[1 + \frac{1}{6} \left(\frac{\pi d}{\lambda} \right)^2 \right], \quad \frac{d}{a} \ll 1 \quad (3.24)$$

$$\frac{X}{Z_0} \approx \frac{a}{\lambda_g} \tan^2 \frac{\pi d'}{a} \left[1 + \frac{2}{3} \left(\frac{\pi d'}{\lambda} \right)^2 \right], \quad \frac{d'}{a} \ll 1 \quad (3.25)$$

Donde se tiene que:

$$\alpha = \sin \frac{\pi d}{2a} \text{ y } \beta = \cos \frac{\pi d}{2a} \quad (3.26)$$

$$E(x) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - x^2 \sin^2 \phi} d\phi \quad (3.27)$$

$$F(x) = \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\sqrt{1 - x^2 \sin^2 \phi}} d\phi \quad (3.28)$$

A lo largo del trabajo final de grado, se ha tratado de operar y trabajar con este montante de ecuaciones que se encuentran en [2] y se han escrito varios códigos en Matlab que dados los requisitos pedidos ofrece las dimensiones aproximadas del filtro iris. El funcionamiento de estos scripts de diseño de filtros de tipo Iris es muy simple. Se tiene un script que se llama “variables.m” que es donde se deben poner las variables deseadas. Para poder lograr tener una solución matemática para los filtros, bastará con emplear el script llamado “lanzador.m” que será el que se encargue de llamar a todos los scripts necesarios.

Una vez se tengan las dimensiones del filtro con un grosor infinitesimal en los Irises, se tendrá que simular en el Software de diseño y simulación, CST 2017 y optimizar para lograr el resultado buscado. Después de ello, se pasará a la segunda fase de diseño. Para que se considere que el grosor es infinitesimal y que el K-inversor se comporta de forma inductiva se supondrá que el grosor deberá ser menor a 100 μm .

En la segunda fase de diseño basada también en [2], se propone modelar un mismo filtro equivalente que tenga un mismo diámetro equivalente. Se hablará de diámetro equivalente porque se tomará como referencia unas paredes en los Irises que serán elipsoidales.

Por el contrario, [2] propone también un diseño directo que no tiene un resultado que se pueda lograr operando matemáticamente, sino que hay que buscar el resultado mediante un software matemático que busque una solución aproximada pero se ha descartado debido a la falta de un resultado que fuera mínimamente decente.

Aun y todo, se van a emplear las ecuaciones que vienen descritas en [2] para un modelo de Iris con un grosor finito y se va a operar con dichas ecuaciones para poder modelar los K-inversores. Se ha tratado de buscar mediante estas ecuaciones la inductancia y la conductancia que tiene cada K-inversor y proponer mediante un modelado matemático una solución equivalente. Se tiene que los valores de reactancia correspondientes para un modelo de Iris con un grosor finito son:

$$\frac{X_a}{Z_0} \approx \frac{2a}{\lambda_g} \left(\frac{a}{\pi D'} \right)^2, \quad \frac{\pi D'}{\lambda} \ll 1 \quad (3.29)$$

$$\frac{X_b}{Z_0} \approx \frac{a}{8\lambda_g} \left(\frac{\pi D_1}{a} \right)^4, \quad \frac{\pi D_1}{\lambda} \ll 1 \quad (3.30)$$

$$D' = \sqrt{\frac{d'(l + d')}{2}} \quad (3.31)$$

$$D_1 = \sqrt[4]{\frac{ld'(l + d')^2}{2}} \quad (3.32)$$

Donde se tiene que:

$$D' = \frac{d'}{\sqrt{2}} \frac{\alpha'}{E(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')} \approx \frac{d'}{\sqrt{2}} \left(1 + \frac{l}{\pi d'} \ln \frac{4\pi d'}{el} \right), \quad \frac{l}{d'} \ll 1 \quad (3.33)$$

$$\frac{l}{d'} = \frac{E(\alpha) - \alpha'^2 F(\alpha)}{E(\alpha') - \alpha' F(\alpha')} \quad \text{Donde } \alpha = \sqrt{1 - \alpha'^2}, e = 2.718; \quad (3.34)$$

$$D_1 = \sqrt[4]{\frac{\alpha^2 \alpha'^2}{3}} \frac{l}{E(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')} = \sqrt[4]{\frac{\alpha^2 \alpha'^2}{3}} \frac{d'}{E(\alpha) - \alpha'^2 F(\alpha)} \approx \sqrt[4]{\frac{4}{3\pi}} l d'^3, \quad \frac{l}{d'} \ll 1 \quad (3.35)$$

$$\frac{l}{d'} = \frac{E(\alpha') - \alpha'^2 F(\alpha')}{E(\alpha) - \alpha'^2 F(\alpha)} \quad \text{Donde } \alpha = \sqrt{1 - \alpha'^2} \quad (3.36)$$

X_a y X_b , describen el valor de la inductancia y de la capacitancia equivalente de cada Iris mientras que D' y D_1 , describen los diámetros equivalentes para una pared de un Iris que sea elíptico. Por ello, se buscará un modelo equivalente que tenga las paredes de forma rectangular. l será el grosor del Iris según el modelo matemático empleado. Se ha querido mantener la notación que emplea [2] para el diseño de los Irises que tengan un grosor finito y tendrán el mismo obstáculo a cada lado, siendo así una estructura que será simétrica respecto al eje $x=0$.

Así, se tiene que dadas las dimensiones del Iris calculado para un Iris con longitud infinitesimal, se pueden calcular unas dimensiones equivalentes mediante el empleo de varios scripts en MatLab, puesto que las ecuaciones (3.29) – (3.36) ofrecen un modelo que describen las reactancias de cada Iris. Se tratará así de equiparar los valores reactivos equivalentes de un filtro ideal con un equivalente no ideal mediante la transformación de estas ecuaciones.

Operando matemáticamente se puede llegar a tener dos ecuaciones que aporten un resultado equivalente. Por lo que, si se supone que se tiene un Iris con un grosor de Iris pequeño, $\frac{l}{d'} \ll 1$, se podrá emplear este método. Se podrá ver a lo largo del documento que es necesaria esta condición para emplear este método y que dependerá en gran medida del ancho de banda que tenga el filtro que se desee realizar.

Esta suposición se podrá hacer y tendrá mejores resultados dependiendo del ancho de banda que tenga el filtro puesto a mayor ancho de banda se tendrá que la matriz de acoplo tendrá mayores valores y eso supone que las dimensiones del iris serán mayores, por lo que d' tomará un valor menor.

Así, queda clara la no validez de este método de diseño para filtros de tipo Iris con ancho de bandas muy grandes o casos de alta frecuencia, en los que el grosor del Iris sea muy grande. A lo largo de la memoria se propondrá otro método de diseño que junto a este servirán para poder diseñar filtros de tipo Iris con anchos de banda mayores.

Suponiendo que sea correcta la afirmación anterior y de las ecuaciones que vienen en [2], se puede operar matemáticamente con (3.29) – (3.36) hasta lograr dos modelos equivalentes que vengan prefijados por:

$$D_1 = \sqrt[4]{\frac{4l_{ideal}(a - apertura_{iris\ ideal})}{3\pi}} \quad (3.37)$$

$$Apertura_{iris\ no\ ideal\ 1} = a - \sqrt[3]{\frac{3D_1^4\pi}{4l_{no\ ideal}}} \quad (3.38)$$

$$D' = \frac{a - apertura_{iris\ ideal}}{\sqrt{2}} \quad (3.39)$$

$$Apertura_{iris\ no\ ideal\ 2} = a - \left(\frac{-l_{no\ ideal} \pm \sqrt{l_{no\ ideal}^2 + 4(2D'^2)}}{2} \right) \quad (3.40)$$

De donde se podrán sacar dos aperturas con distinto valor para cada Iris y dependiendo de los valores que salgan se deberá tomar una solución.

Estas fórmulas se han introducido en varios scripts de MatLab que cambiando la variable, d_{iris} , l y $l_{no\ ideal}$, que serán los grosores del iris de partida y del modelo equivalente con distinto grosor, calcula directamente la solución aproximada.

Ahora se pasará a ver los resultados logrados con este método.

3.1.3.2. Resultados

Como se ha comentado anteriormente con este modelo de diseño, el proceso se divide en dos fases principales. En una primera fase, en la que se tratará de lograr un resultado positivo para un diseño de filtro ideal el cual tendrá un grosor que será casi infinitesimal y en una segunda fase, se transformará el diseño, basándose en las ecuaciones propuestas en [2] y operando hasta llegar a (3.37) – (3.40).

Se tomarán los requisitos especificados para el diseño del filtro citados a continuación:

- Frecuencias central : 10.5 GHz
- Ancho de banda : 300 MHz

Al aplicar las funciones de Chebyshev para calcular el orden y las g necesarias para diseñar el filtro, se le exigirá al filtro que fuerce un orden mínimo para que tenga 5 Irises, simétricos respecto a la mitad del filtro, como en la [imagen 3.1](#).

Los resultados que se obtienen matemáticamente para la aproximación matemática aplicando las funciones de Chebyshev tal y como se exponen en [1] y [3], se exponen en la tabla 1.

Número de Irises	5
Número de tramos de guía de onda	4
g0	1
g1	0.75337
g2	1.22523
g3	1.37128
g4	0.67313
g5	1.11920

Tabla 1. Valores matemáticos para las funciones de Chebyshev

Se tienen así, los siguientes elementos de la matriz de acoplo normalizados.

$$R_1 = R_n = \frac{1}{g_0 g_1} = 1.3274$$

$$M_{12} = M_{34} = \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}} = 1.0408$$

$$M_{23} = \frac{1}{\sqrt{g_2 g_3}} = 0.771$$

Con estos valores para la matriz de acoplo y las g de las funciones de Chebyshev se tiene como resultado para un modelo de filtro ideal una primera aproximación de las dimensiones del iris con MatLab como son las siguientes.

Parámetros	X	Apertura del Iris
$K_{0,1} = K_{1,2} = 0.3127$	0.34656	8.561 mm
$K_{1,2} = K_{3,4} = 0.0767$	0.07711	4.791 mm
$K_{2,3} = 0.0568$	0.057	4.191 mm

Tabla 2. Parámetros K y X y dimensiones de los Irises de un filtro ideal

Y de las longitudes de los tramos de guía de onda serán los siguientes:

Parámetros	Longitud
Tramo de guía entrada/salida	18.3109 mm
Tramo de guía 1 y 4	16.0987 mm
Tramo de guía 2 y 3	17.5341 mm

Tabla 3. Longitudes de los tramos de guía de onda de un filtro Iris ideal

El Script de MatLab que aporta los resultados es el siguiente: [lanzador.m](#)

Al llevarlo a CST Microwave Studio, se tomará que el grosor será de 20 μm como se ha comentado anteriormente en este capítulo ya que tal y como se documenta en [2] hasta 100 μm se puede tomar que un filtro que se comporta de forma ideal. Dependerá principalmente de la frecuencia empleada y por ello, se ha empleado 20 μm para evitar que la aproximación sea mala.

El resultado de este diseño matemático puede verse en la figura 11.

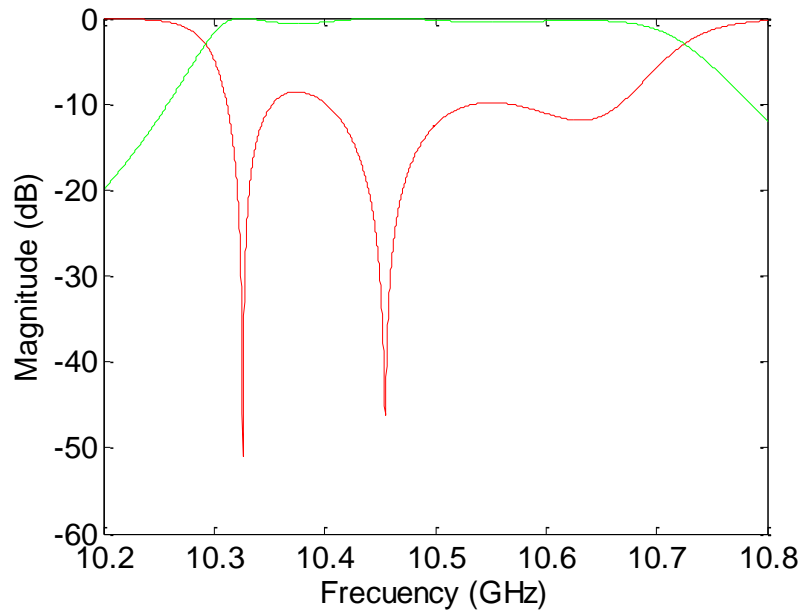


Figura 11. Respuesta en frecuencia del filtro ideal sin optimizar; S_{11} en rojo y S_{12} en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [ideal_no_opt.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [ideal_no_opt.cst](#)

En la gráfica se puede ver de forma rápida que la banda de paso se encuentra en la zona que se esperaba aunque el rechazo no es el que se deseaba en una primera instancia. Como los resultados son lo suficientemente buenos para una primera aproximación, sin ninguna pequeña optimización, se ha realizado directamente una optimización con el Software CST 2017, teniendo como resultado los 20 dB de rechazo en toda la banda deseada.

Se puede ver a continuación el resultado de la optimización del filtro Iris.

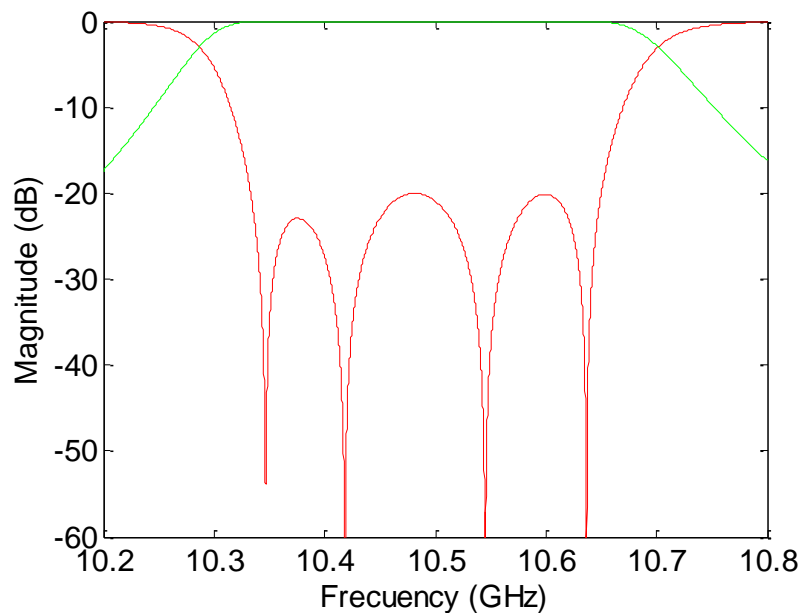


Figura 12. Respuesta en frecuencia del filtro ideal optimizado; S_{11} en rojo y S_{12} en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [ideal_opt.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [ideal.cst](#)

Con una optimización rápida y sencilla se puede ver que el diseño de los filtros Iris ideales es bastante sencillo. A continuación, se pueden ver los parámetros y los valores que ha dado MatLab antes de ser optimizado y los resultados que se han logrado para los parámetros una vez se han simulado y optimizado con CST.

Parámetros	Antes de optimizar	Después de optimizar
a	22.86 mm	22.86 mm
b	10.16 mm	10.16 mm
Grosor del Iris	20 μm	20 μm
Apertura de los Irises 1 y 5	8.561 mm	8.7367 mm
Apertura de los Irises 2 y 4	4.791 mm	4.7320 mm
Apertura del Iris 3	4.191 mm	4.1950 mm
Longitud de los tramos de guía de onda 1 y 4	16.0987 mm	16.2295 mm
Longitud de los tramos de guía de onda 2 y 3	17.5341 mm	17.5647 mm

Tabla 4. Dimensiones iniciales y optimizadas para un filtro Iris ideal

La diferencia entre los resultados obtenidos por MatLab y los resultados optimizados se puede comprobar que no es muy alta. Por lo que, esta primera fase de diseño se puede confirmar que es correcta y que tiene validez en el diseño, aparte de que la pequeña diferencia de dimensiones demuestra que la optimización de los parámetros se puede dar de forma rápida.

Una vez se han logrado los valores optimizados se van a introducir en el script de MatLab, [transformador_ideal_a_no_ideal.m](#), los valores de las aperturas de los íris y se añadirán también los valores tanto del grosor de Iris empleado con CST en el caso ideal, como del grosor que se desee para el diseño. En la siguiente tabla se puede ver la transformación de los valores.

Parámetros	Filtro Iris ideal optimizado	Filtro Iris transformado
a	22.86 mm	22.86 mm
b	10.16 mm	10.16 mm
Grosor del Iris	20 μm	800 μm
Apertura de los Irises 1 y 5	8.561 mm	9.0795 mm
Apertura de los Irises 2 y 4	4.791 mm	5.0744 mm
Apertura del Iris 3	4.191 mm	4.5374 mm
Longitud de los tramos de guía 1 y 4	16.0987 mm	16.2295 mm
Longitud de los tramos de guía 2 y 3	17.5341 mm	17.5647 mm

Tabla 5 Dimensiones optimizadas de un filtro Iris ideal junto a las dimensiones transformadas del mismo Iris no ideal

Se han tomado los resultado que han salido en la primera columna aplicando el sentido común ya que las demás aperturas de los Irises no se acercaban a los valores anteriores y se puede esperar que sean aperturas que como mucho fueran de 1-2 mm mayores. Al emplear las ecuaciones descritas en (3.29) – (3.36) se puede llegar a dos soluciones para cada apertura de Iris.

Llevando estos valores de las aperturas del filtro Iris a CST, se logran los resultados que se pueden ver en la figura 12.

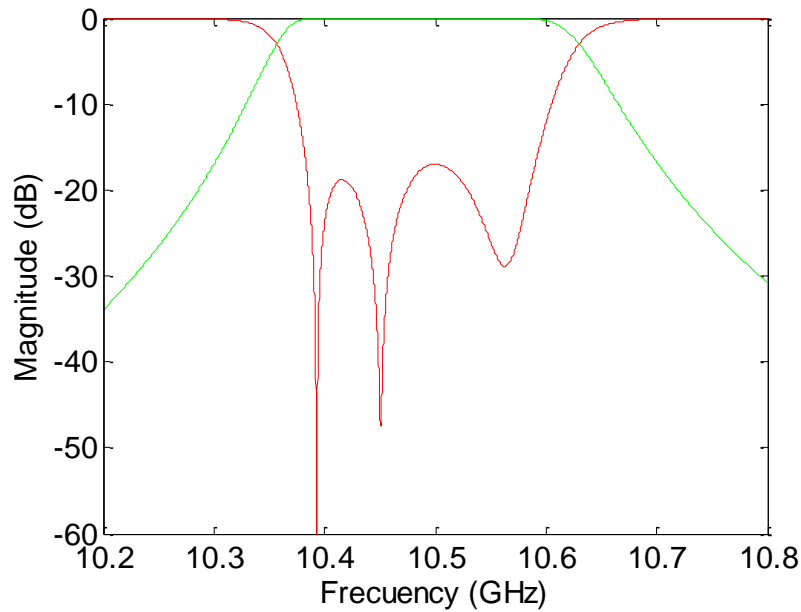


Figura 13. Respuesta en frecuencia del filtro transformado sin optimizar; S_{11} en rojo y S_{12} en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [no_ideal_no_opt.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [no_ideal_no_opt.cst](#)

El filtro al transformarse se ve que no ha mantenido el ancho de banda que se le pedía para la banda de paso. Eso se debe a que 300 MHz, quizá sea un ancho de banda demasiado grande para poder diseñarse con este método, basado en la transformación, ya que la aproximación $\frac{l}{a'} \ll 1$, no se ha podido dar. En este caso el grosor del Iris es demasiado grande para dicha aproximación, por lo que se propondrá otro método para solucionar este impedimento.

A la vista de este resultado, se ha intentado optimizar el filtro con el ancho de banda que se requería con un resultado que no ha sido el deseado, como es el que se tiene en la siguiente figura.

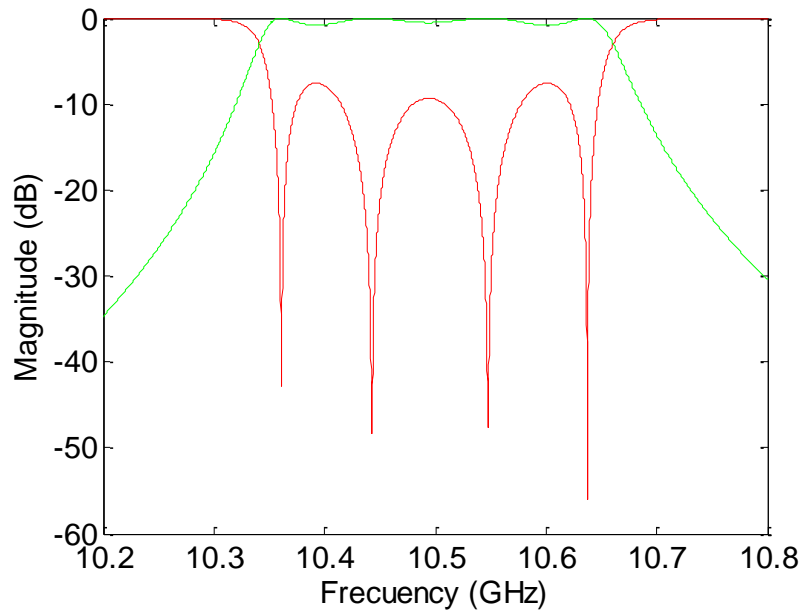


Figura 14. Respuesta en frecuencia del filtro transformado optimizado a 300 MHz; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [300MHz_opt.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [300MHz_opt.cst](#)

A la vista del resultado después de la optimización para un filtro con un ancho de banda de 300 MHz, se ha tratado de optimizar la estructura entera buscando un ancho de banda que sea menor. Tal y como se había podido ver en la figura 12, el filtro parecía comportarse de una forma deseada para un ancho de banda de 200 MHz, por lo que se ha optado a optimizarlo a 200 MHz para comprobar su correcto funcionamiento.

En la siguiente figura se puede ver el resultado de la optimización del filtro buscando un ancho de banda en la banda de paso que fuera de 200 MHz.

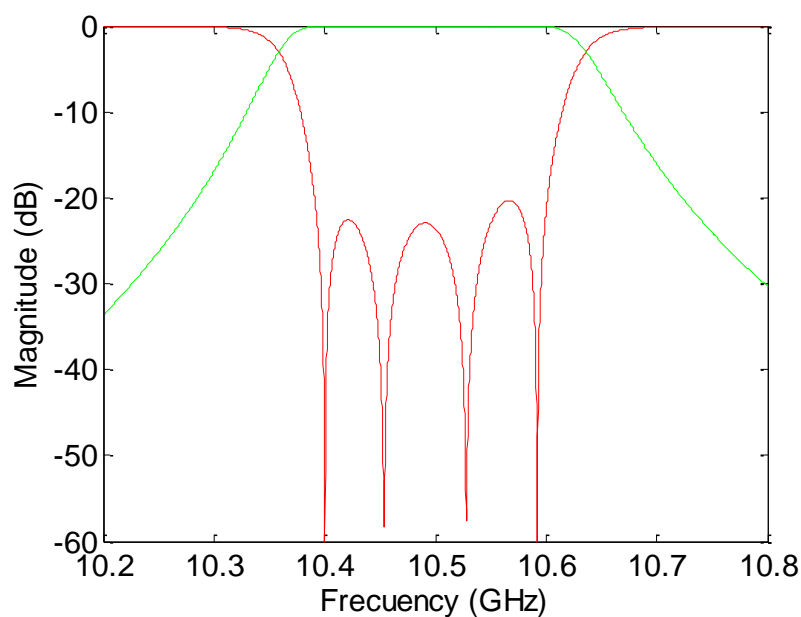


Figura 15. Respuesta en frecuencia del filtro transformado optimizado a 200 MHz; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [200MHz_opt.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [200MHz_opt.cst](#)

Se ha elegido este método de diseño para el filtro, aunque se podría haber obviado la fase de optimización previa y haber propuesto un modelo ideal, con una transformación para el grosor de los iris que fuera directa, tomando las funciones. Los resultados obtenidos con un método directo, no hubieran cambiado mucho, pero se ha creído conveniente haberlo hecho en varias fases para evitar errores de aproximación.

Así, se tiene la siguiente tabla con las dimensiones del filtro una vez transformado y optimizado.

Parámetros	Filtro Iris transformado después de optimizar	Filtro Iris optimizado a 300 MHz	Filtro Iris optimizado a 200 MHz
a	22.86 mm	22.86 mm	22.86 mm
b	10.16 mm	10.16 mm	10.16 mm
Grosor del Iris	800 μm	800 μm	800 μm
Apertura de los Iris 1 y 5	9.0795 mm	8.4939 mm	9.0934 mm
Apertura de los Iris 2 y 4	5.0744 mm	5.1740 mm	5.0516 mm
Apertura del Iris 3	4.5374 mm	4.9350 mm	4.5817 mm
Longitud de los tramos de guía 1 y 4	16.2295 mm	16.492 mm	16.229 mm
Longitud de los tramos de guía 2 y 3	17.5647 mm	17.4844 mm	17.540 mm

Tabla 6. Dimensiones finales para todos los casos del filtro Iris

Se puede ver en la tabla que las dimensiones después de transformar se aproximan en gran medida a las dimensiones del filtro cuando se ha optimizado con un ancho de banda de 200 MHz como podía esperarse nada más ver la respuesta en frecuencia de la figura 13.

Si se pide cumplir con la afirmación, $\frac{l}{a'} \ll 1$, se fuerza a que la apertura del Iris no deba ser muy grande y eso conlleva a que el ancho de banda del filtro de tipo Iris deba ser pequeño. Se podría hacer un estudio para calcular la relación entre los distintos anchos de banda fraccionales y las dimensiones de las aperturas del Iris para confirmar hasta que anchos de banda fraccionales funciona de forma correcta este método, para una frecuencia dada. Pero, al menos en este caso, un filtro diseñado con una frecuencia de operación de 10.5 GHz, se puede confirmar que no sirve para anchos de banda fraccionales superiores a un 2%, aproximadamente.

3.1.4. Método de diseño iterativo

Teniendo en cuenta los resultados obtenidos por el método de diseño anterior, se ha propuesto un nuevo método de diseño de filtros. Se pensó en que el grosor del Iris podía ser un problema a la hora de diseñar un filtro de tipo Iris y por ello, se ha abordado este nuevo método.

Así, se va a partir de un filtro que tenga un ancho de banda fraccional pequeño y se va a aumentar paulatinamente el grosor del Iris para poder estudiar cómo se comporta el filtro y comprobar si se puede diseñar. Cabe recordar que al aumentar el grosor del Iris hace que el Iris deje de comportarse de forma inductiva y tenga un carácter inductivo y capacitivo simultáneamente.

Este cambio en el modelo equivalente electrónico será clave para comprender los resultados y la relación que habrá entre la respuesta obtenida y la deseada. El mayor problema será la enorme relación entre el ancho de banda y el grosor del iris.

Para abordar este método se va a buscar un filtro que tenga un ancho de banda fraccional inferior al anterior y comprobar cómo afecta el aumento del grosor, así como comprobar si se puede aumentar el ancho de banda una vez se tenga que el filtro se comporta de forma correcta con el grosor para el Iris requerido.

3.1.4.1. Diseño y resultados

Se ha propuesto diseñar un filtro con las siguientes características:

- Frecuencias central : 10.5 GHz
- Ancho de banda : 100 MHz

Al aplicar Chebyshev para calcular el orden y las g necesarias para diseñar el filtro, se le va a exigir a las funciones un diseño que esté enfocado a una estructura que sea similar a la anterior, con 5 Irises a lo largo de la estructura.

Los resultados que se obtienen matemáticamente para la aproximación matemática aplicando las funciones de Chebyshev son los que se exponen en la siguiente tabla.

Número de Irises	5
Cantidad de tramos de guía de onda	4
g ₀	1
g ₁	0.75337
g ₂	1.22523
g ₃	1.37128
g ₄	0.67313
g ₅	1.11920

Tabla 7. Valores matemáticos para filtro Iris ideal

Con los siguientes elementos de la matriz de acoplo normalizados.

$$R_1 = R_n = \frac{1}{g_0 g_1} = 1.3274$$

$$M_{12} = M_{34} = \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}} = 1.0408$$

$$M_{23} = \frac{1}{\sqrt{g_2 g_3}} = 0.771$$

Aplicando las fórmulas que se han citado anteriormente en este mismo [capítulo](#), se pueden lograr las dimensiones del filtro ideal que se desea diseñar. A continuación se aportan los resultados del diseño.

Primeramente, se empleará el mismo Script de MatLab empleado anteriormente para el cálculo de las dimensiones físicas de un filtro de tipo Iris que se comporte de forma ideal, aunque se le cambiará el script llamado variables, para añadir las variables como criterios de diseño iniciales.

El código empleado para este caso, que reúne las funciones citadas y aporta las dimensiones del filtro ideal, es el siguiente: [100Mhz_ideal_diseño.m](#)

Las dimensiones que se logran como primera aproximación empleando las ecuaciones descritas en [2], para un modelo de filtro de iris ideal son las siguientes.

Parámetros	X	Apertura del Iris
$K_{0,1} = K_{1,2} = 0.1805$	0.2987	6.891 mm
$K_{1,2} = K_{3,4} = 0.0255$	0.0409	2.881 mm
$K_{2,3} = 0.0189$	0.0303	2.491 mm

Tabla 8. Parámetros K y X y dimensiones de los Irises del filtro ideal

Y las longitudes de los tramos de guía de onda serán los que se encuentran en la siguiente tabla.

Parámetros	Longitud
Tramo de guía entrada/salida	18.3002 mm
Tramo de guía 1 y 4	17.1111 mm
Tramo de guía 2 y 3	18.0411 mm

Tabla 9. Dimensiones de los tramos de guía de onda del filtro Iris ideal

Tomando las dimensiones obtenidas como punto de partida para el diseño del filtro ideal, se tiene la siguiente figura como resultado al simularse con CST.

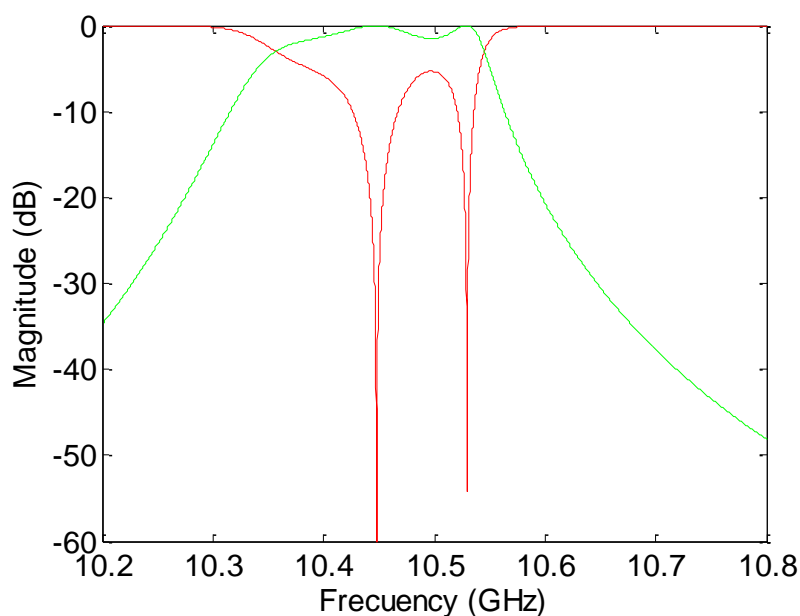


Figura 16. Respuesta en frecuencia del filtro ideal sin optimizar; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [ideal_no_opt.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [ideal_no_opt.cst](#)

Como se puede ver en la figura, la banda de paso está bien localizada por lo que solamente hace falta optimizar este filtro para poder tener el filtro ideal que se deseaba. Se podía esperar un resultado como esté basándose en el resultado que se ha obtenido anteriormente para el diseño ideal con 300 MHz de ancho de banda, para el cual también se había localizado la banda de paso, pero no estaba adaptada.

Una vez se ha optimizado este filtro se ha obtenido la siguiente respuesta en frecuencia.

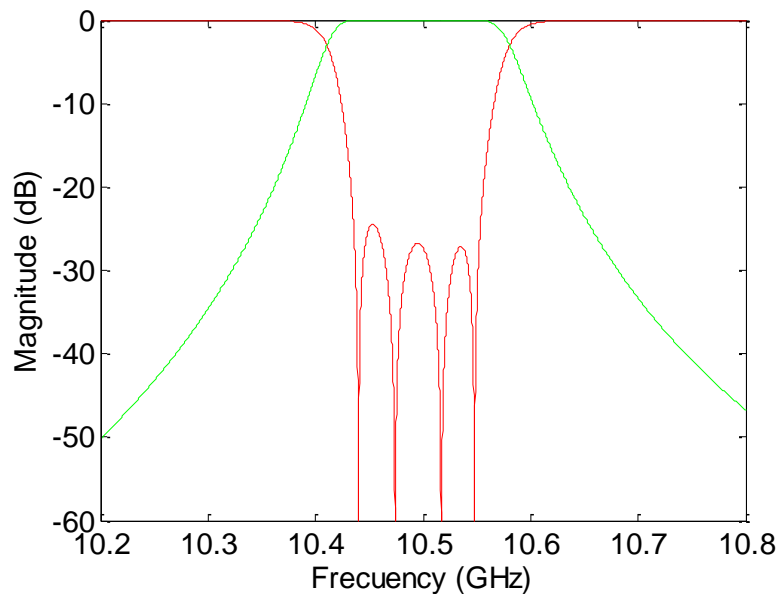


Figura 17. Respuesta en frecuencia del filtro ideal optimizado, con un grosor de 20 μm ; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [ideal_opt.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [ideal_opt.cst](#)

Partiendo de este modelo optimizado de un filtro ideal, se va a ir optimizando mientras se aumenta el grosor del iris del filtro. Por lo que, se dejan a continuación los resultados de las optimizaciones para cada grosor.

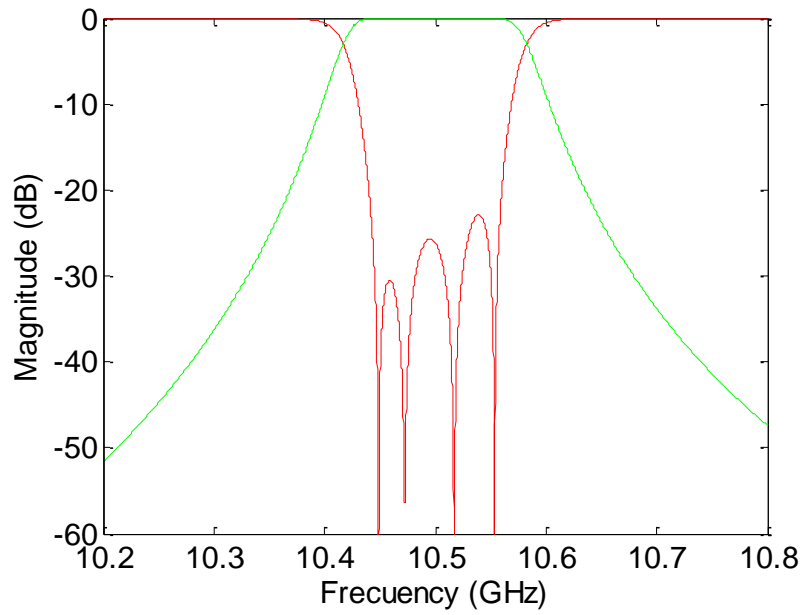


Figura 18. Respuesta en frecuencia del filtro optimizado para un grosor de 50 μm ; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [ideal_opt_50micras.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [ideal_opt_50micras.cst](#)

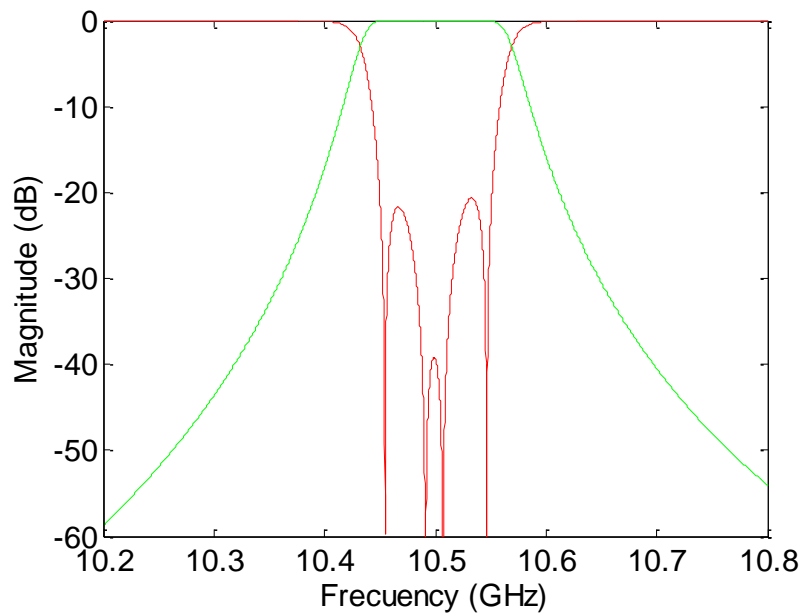


Figura 19. Respuesta en frecuencia del filtro optimizado para un grosor de 200 μm ; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [opt_200micras.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [opt_200micras.cst](#)

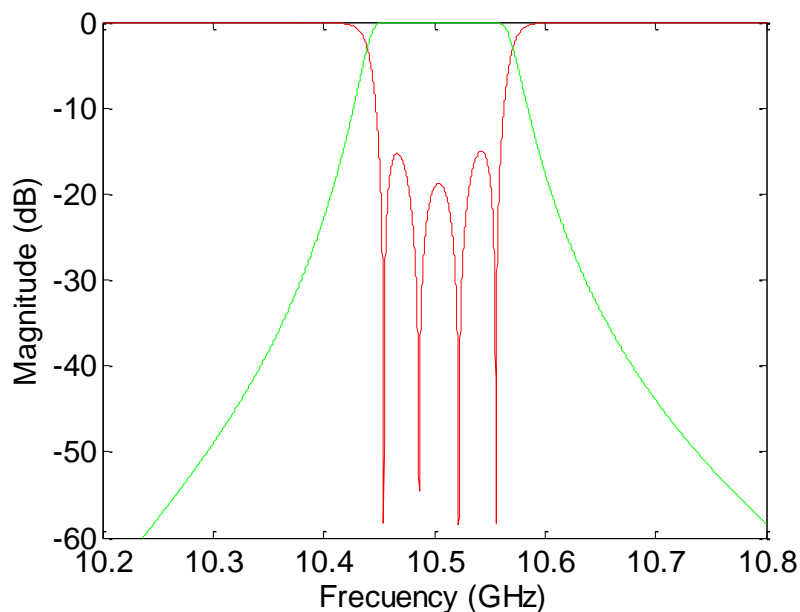


Figura 20. Respuesta en frecuencia del filtro optimizado para un grosor de 300 μm ; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: opt_300micras.m

La simulación de CST se encuentra en: opt_300micras.cst

Como se ha podido comprobar con dichas optimizaciones, hay una gran relación entre el ancho de banda que tendrá un filtro de este tipo con el grosor de la apertura del Iris. A la hora de realizar el diseño de estos filtros será conveniente prefijar el grosor que tendrán las aperturas de los Irises en una primera instancia, para así marcar el ancho de banda máximo que se podrá lograr.

A continuación, se pueden ver en la tabla las dimensiones que tiene este filtro y como ha ido cambiando conforme se ha ido iterando el cambio en el grosor del Iris. Como se había comentado en el anterior método, hay una relación entre el grosor del Iris y el ancho de banda que tiene, dado por las K y las g, prefijadas en el modelo matemático. En este caso al aumentar el grosor del Iris se ha podido comprobar que la apertura de los Irises ha tendido a disminuir y que la respuesta ha tendido a empeorar.

Parámetros	Modelo ideal sacado de MatLab	Modelo ideal optimizado	Modelo optimizado 50 μm	Modelo optimizado 200 μm	Buen resultado 300 μm
d1	6.891 mm	7.38 mm	7.36694 mm	7.32824 mm	7.0664 mm
d2	2.881 mm	3.201 mm	3.20156 mm	3.18124 mm	3.1832 mm
d3	2.491 mm	2.781 mm	2.78477 mm	2.83333 mm	2.8757 mm
l0	18.301 mm	18.3009 mm	18.3009 mm	18.3009 mm	18.3009 mm
l1	17.111 mm	16.9549 mm	16.9623 mm	17.0311 mm	17.1264 mm
l2	18.041 mm	17.9711 mm	17.9674 mm	17.9836 mm	17.9681 mm

Tabla 10. Dimensiones del filtro Iris dependiendo del grosor del Iris

Queda así demostrado, que el método iterativo no es el método correcto para el diseño de filtros. Principalmente, por la cantidad de simulaciones y optimizaciones que se precisa. Además, se puede ver que se precisaría de mejores refinados y optimizaciones de las que se han hecho para obtener unos correctos resultados.

3.1.5. Método de diseño basado en el redimensionamiento de un filtro

A la vista de que los métodos de diseño empleados hasta este momento no han llevado a un resultado deseado, aunque sí que se ha comprendido las razones de por qué no han resultado viables, se propone como tercer método de diseño, el redimensionar una estructura filtrante que se encuentre centrada en otra frecuencia. Este método puede resultar más simple y tiene la ventaja principal de que al ser un filtro clásico, es muy fácil hallar las dimensiones de un filtro similar.

Teniendo la facilidad como principal ventaja, se tomará las dimensiones empleadas en [5], siendo un filtro de tipo Iris con las mismas características físicas que los anteriores que se han propuesto, pero con distinta respuesta en frecuencia.

Como para los demás casos, se ha buscado un filtro que tenga 4 tramos de guía de onda, aunque estarán operando bajo el estándar WR-28 y 5 Irises colocados de la misma forma que en los anteriores casos.

El filtro que se cita es un filtro que tiene un ancho de banda de 750 MHz a una frecuencia central de 35.75 GHz, lo que da un ancho de banda fraccional de 2.098 %. Un ancho de banda similar al que se ha propuesto con anterioridad.

La idea principal de este método es redimensionar la estructura cambiando el estándar de guía de onda al estándar WR-90, para poder operar con una frecuencia central de 10.5 GHz y redimensionar por la relación entre la frecuencia de 35.75 GHz y 10.5 GHz, las aperturas de los Irises.

3.1.5.1. Diseño a distinta frecuencia y resultados

Se ha tomado como referencia el caso de un filtro diseñado con un grosor de Iris de 1 mm que es muy similar a las 800 μm que se van a emplear en este trabajo. Las características del filtro que se propone en [5], son las que se pueden ver en la siguiente tabla.

Parámetro	Dimensión optimizada
a	7.112 mm
b	3.556 mm
Grosor del Iris	1 mm
Apertura de los Irises 1 y 5	3.22 mm
Apertura de los Irises 2 y 4	2.09 mm
Apertura del Iris 3	1.96 mm
Longitud de los tramos 1 y 4	4.29 mm
Longitud de los tramos 2 y 3	4.76 mm

Tabla 11. Dimensiones tomadas del filtro de partida a una frecuencia de 35.75 GHz

Suponiendo que se quiere trabajar a 10.5 GHz y que la frecuencia a la que se encuentra esta estructura es de 35.75 GHz, la propuesta es dividir las dimensiones que se proponen entre el factor que relaciona dichas frecuencias. Así, quedarían las dimensiones como en la siguiente tabla. Además, se cambiará el estándar de guía de onda a estándar WR-90 y se modificará directamente el grosor de los Irises a 0.8 mm.

Parámetro	Dimensiones redimensionadas por un factor de 3.4048
a	22.86 mm
b	10.16 mm
Grosor del Iris	0.8 mm
Apertura de los Irises 1 y 5	10.963 mm
Apertura de los Irises 2 y 4	7.116 mm
Apertura del Iris 3	6.673 mm
Longitud de los tramos de guía de onda 1 y 4	14.606 mm
Longitud de los tramos de guía de onda 2 y 3	16.207 mm

Tabla 12. Dimensiones redimensionadas

Con este simple redimensionamiento, cambiando el estándar de guía de onda se tiene el siguiente resultado sin ninguna optimización previa.

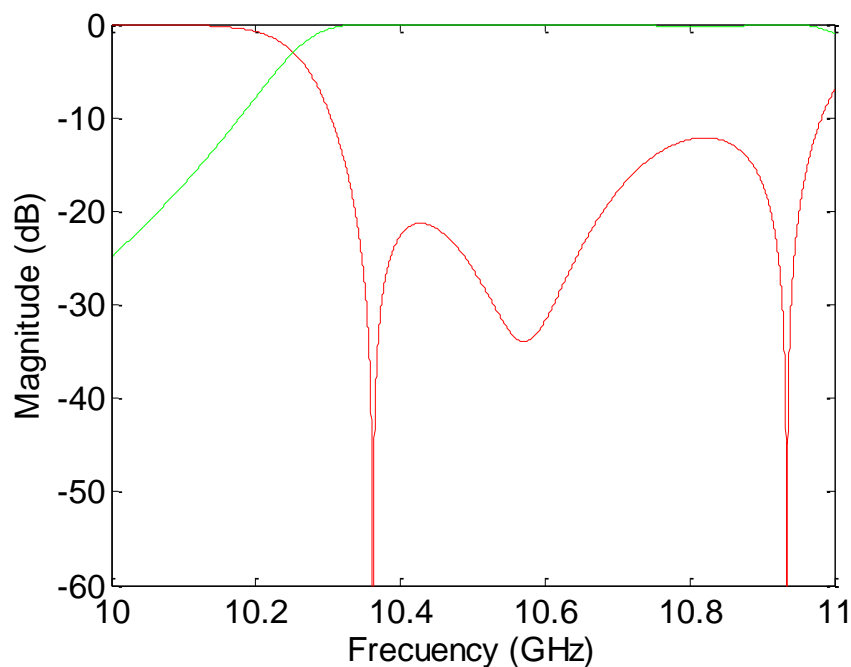


Figura 21. Respuesta en frecuencia del filtro redimensionado sin optimizar; S11 en rojo y S21 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [redimensionado.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [redimensionado.cst](#)

Pudiendo esperarse un ancho de banda fraccional en torno a un 2%, se ha encontrado que la simulación ha dado como resultado un ancho de banda que se ha mantenido en torno a 600 MHz y la banda de paso se ha desadaptado, ya que no se ha optimizado. Este resultado no ha sido el esperado en una primera instancia, pero se ha optimizado para dejarlo con un ancho de banda de 500 MHz y a continuación, se ha propuesto un estudio para entender la razón de por qué el resultado no ha sido el esperado.

Después de la optimización, se puede ver que el filtro se comporta perfectamente manteniendo un ancho de banda de 500 MHz, siendo este un ancho de banda fraccional bastante mayor al esperado, llegando a un ancho de banda fraccional de 4.762%. A continuación, se expone la figura del filtro optimizado.

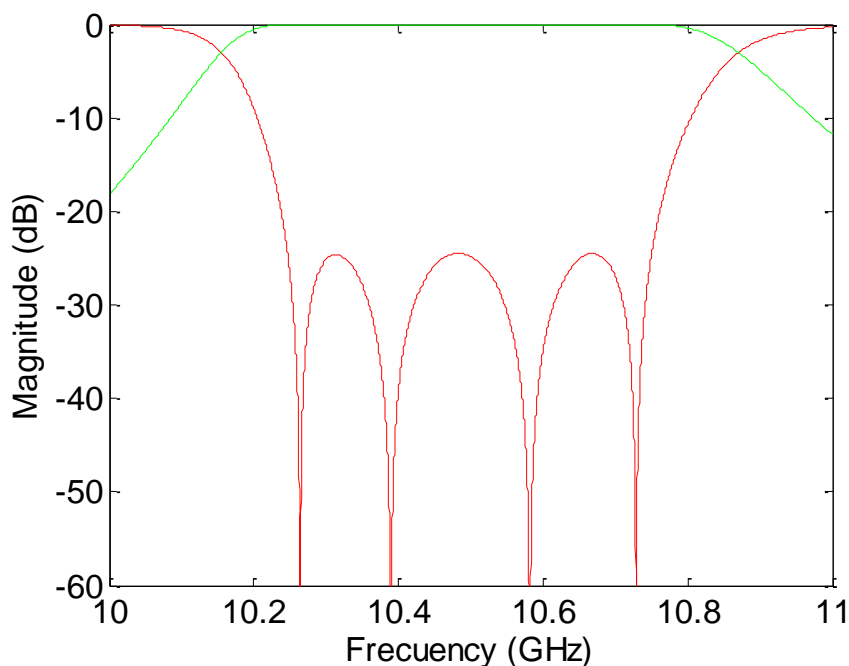


Figura 22. Respuesta en frecuencia del filtro redimensionado y optimizado; S_{11} en rojo y S_{12} en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [redimensionado_opt.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [redimensionado_opt.cst](#)

Siendo esta una respuesta correcta, aunque no siendo la esperada en una primera instancia, se expone a continuación una tabla con las dimensiones del filtro tanto recién redimensionado como optimizado.

Parámetro	Dimensión inicial a 35.75 GHz	Dimensión redimensionada	Dimensión optimizada
a	7.112 mm	22.86 mm	22.86 mm
b	3.556 mm	10.16 mm	10.16 mm
Grosor del Iris	1 mm	0.8 mm	0.8 mm
Apertura de los Irises 1 y 5	3.22 mm	10.963 mm	11.037 mm
Apertura de los Irises 2 y 4	2.09 mm	7.116 mm	7.154 mm
Apertura del Iris 3	1.96 mm	6.673 mm	6.476 mm
Longitud de los tramos de guía de onda 1 y 4	4.29 mm	14.606 mm	14.867 mm
Longitud de los tramos de guía de onda 2 y 3	4.76 mm	16.207 mm	16.637 mm

Tabla 13. Dimensiones iniciales, redimensionadas y optimizadas para los filtros

Se puede apreciar así, que con redimensionar la estructura y una pequeña optimización se puede lograr un filtro con el ancho de banda deseado de forma sencilla, si se selecciona bien el grosor del Iris. Para ello, a continuación, se hará un breve estudio de cómo afecta el grosor empleado a la respuesta en frecuencia y si puede resultar de interés.

Se ha vuelto a simular la estructura con varios grosores de Iris diferentes y los resultados han confirmado que la respuesta en frecuencia se ha visto completamente afectada por la no redimensión del grosor de los Irises.

A continuación, se dejan 4 figuras en las cuales se puede ver este fenómeno y la razón del resultado de la figura 22. Se ha empleado la estructura con las dimensiones optimizadas para el pequeño estudio de las diferencias dadas por el Iris.

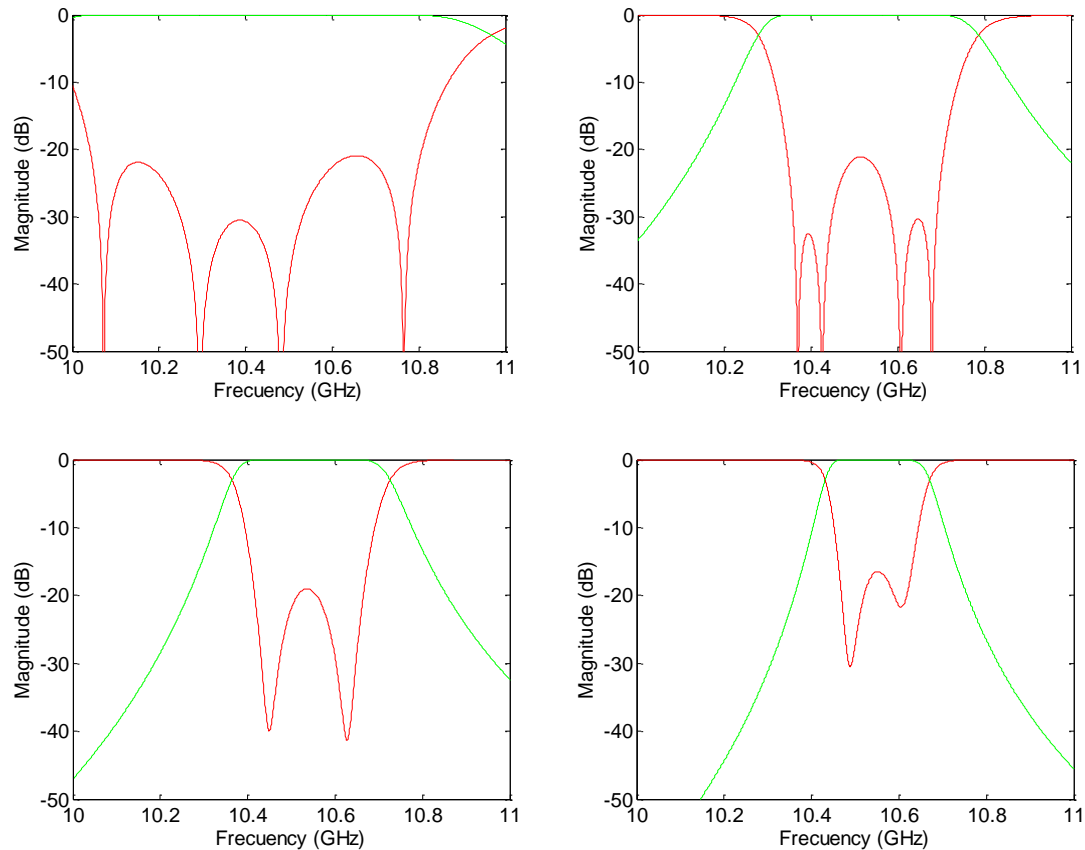


Figura 23. Respuesta en frecuencia para los distintos grosores; S11 en rojo y S12 en verde. Arriba a la izquierda para un filtro con un grosor de 50 μm , arriba derecha para 1600 μm y abajo para 2400 y 3400 μm , respectivamente

La primera figura con MatLab se encuentra en: [redimensionado_50micras.m](#)

La primera simulación de CST se encuentra en: [redimensionado_50micras.cst](#)

La segunda figura con MatLab se encuentra en: [redimensionado_1600micras.m](#)

La segunda simulación de CST se encuentra en: [redimensionado_1600micras.cst](#)

La tercera figura con MatLab se encuentra en: [redimensionado_2400micras.m](#)

La tercera simulación de CST se encuentra en: [redimensionado_2400micras.cst](#)

La cuarta figura con MatLab se encuentra en: [redimensionado_3400micras.m](#)

La cuarta simulación de CST se encuentra en: [redimensionado_3400micras.cst](#)

Se puede ver que la figura que corresponde a un grosor de 3400 μm se acerca a la respuesta en frecuencia que se esperaba en una primera instancia y las demás, confirman la relación que se presuponía entre el ancho de banda y el grosor del Iris.

Se podría pensar que si se optimizase las aperturas de los Irises se podría hacer que los lóbulos se abrieran y así, tener un ancho de banda algo superior para la última figura, confirmando el resultado que se esperaba.

A la vista de los resultados obtenidos al cambiar el grosor de todos los Irises, se puede confirmar la viabilidad de este método para buscar y encontrar fácilmente las dimensiones de un filtro a una frecuencia diferente. También se ha demostrado la viabilidad para poder cambiar el ancho de banda de un filtro de tipo Iris de forma sencilla, teniendo en cuenta el grosor del mismo.

3.1.6. Propuesta de mejora

Se ha propuesto hacer una investigación sobre la posibilidad de mejorar las características de estas estructuras filtrantes y tratar de eliminar las posibles bandas espúreas, que se encuentren en las respuestas en frecuencia de las estructuras filtrantes que se diseñen.

En este capítulo se ha tomado como filtro de referencia el filtro basado en el método de diseño redimensionado. Dicho filtro contaba con 500 MHz de ancho de banda y casi 25 dB de rechazo en la banda de paso, con una frecuencia central de 10.5 GHz.

El método que se propone para darle una solución a este problema se divide en varias fases otra vez.

En una primera fase, se simulará el filtro en un rango frecuencial muy grande para localizar la banda espúrea.

En una segunda fase, se van a buscar las frecuencias de resonancia de la banda espúrea y se va a hacer un estudio de cómo actúan los campos electromagnéticos en dichas frecuencias. Después, se compararán con los campos a la frecuencia de la banda de paso deseada.

En la última fase, se va a proponer un diseño alternativo y se va a reconstruir la banda de paso empleando un método de diseño de filtros publicado en [6] basado en las matrices de acoplo.

3.1.6.1. Localización de banda espúrea y campos EM

Como se ha comentado, primeramente se ha tratado de localizar la banda espúrea más cercana a la banda de paso del filtro diseñado y encontrar así las frecuencias a las que resuena. El encontrar dichas resonancias es clave para el estudio posterior de los campos electromagnéticos.

Como se puede ver a continuación, el filtro se comporta de forma correcta entre 8 GHz y 15 GHz y de ahí en adelante, se empiezan a localizar resonancias no deseadas.

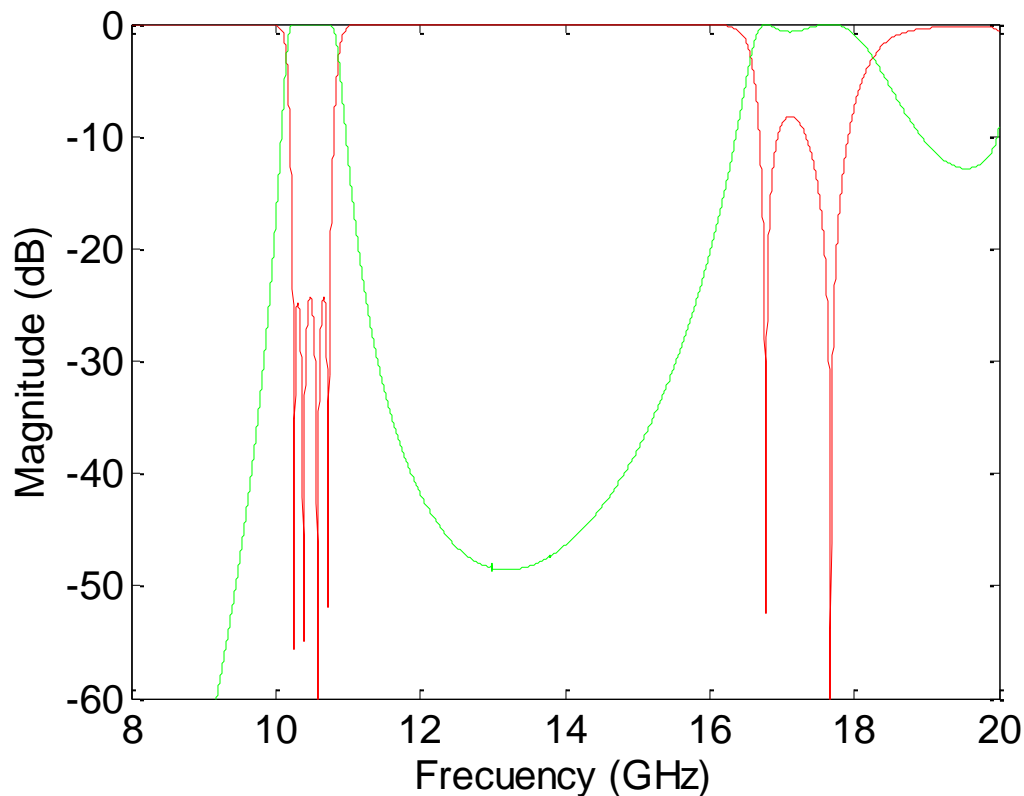


Figura 24. Respuesta en frecuencia del filtro simulado en gran rango frecuencial; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [filtro_iris_opt_RG.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [filtro_iris_opt_RG.cst](#)

Se puede ver así que las resonancias de la banda espúrea que predominan en la respuesta en frecuencia se encuentran a 16.777 GHz y 17.674 GHz. Así, se ha hecho un estudio a lo largo del eje z, eje de propagación, del filtro de sus campos electromagnéticos.

Dentro de la carpeta "datos_RG", se encuentran varios scripts de MatLab que sirven para trabajar y entender los datos que se han logrado desde CST. Los scripts llamados [grafica3D](#) y [grafica3D_v2](#) ofrecen toda la información sobre los máximos en el campo eléctrico a lo largo del filtro de tipo Iris.

Para ello, se han simulado los campos electromagnéticos con CST 2017 y usando las herramientas que dispone, se han sacado los datos a un formato de texto, para luego reconstruir los máximos en MatLab. Se han tomado los datos en formato de líneas con CST y con MatLab, se ha mallado el resultado de dichas líneas de datos, para obtener un resultado en 3 dimensiones.

Los campos que se han estudiado son los campos eléctricos con componente en Y que se propagan en el eje z.

Se muestran a continuación los campos electromagnéticos reconstruidos en 3D con MatLab para las tres frecuencias de interés, 10.5 GHz que corresponde con la frecuencia central de la banda de paso y las dos frecuencias resonantes de la banda espúrea, 16.777 GHz y 17.674 GHz.

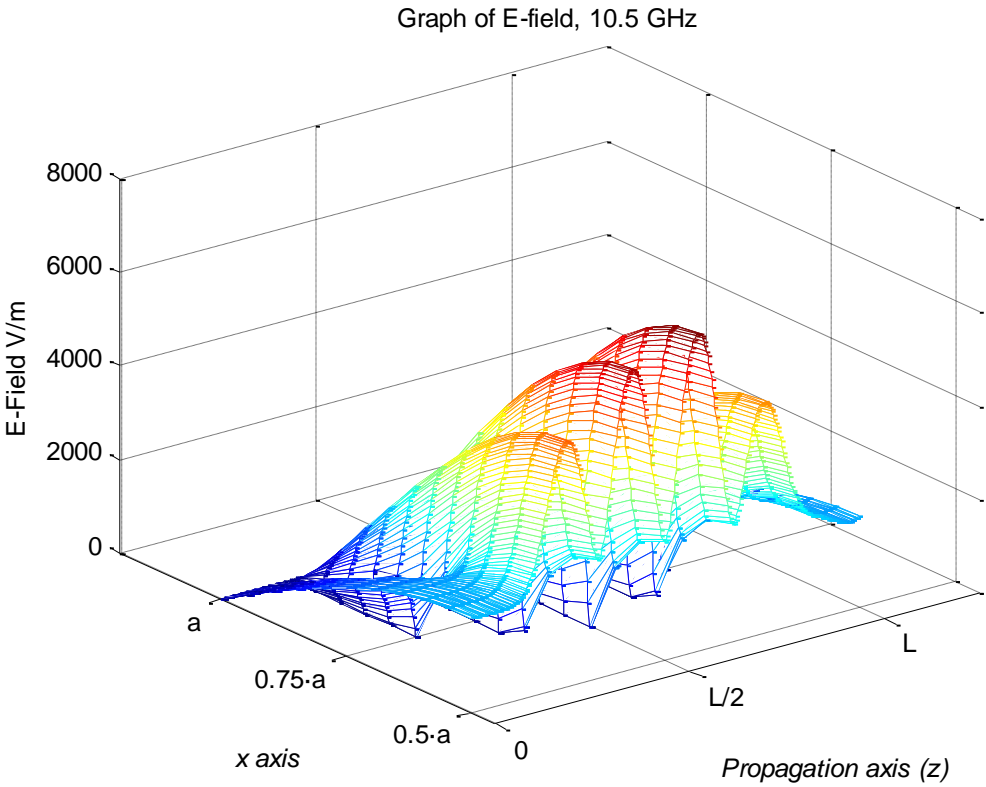


Figura 25. Campos eléctricos máximos a la frecuencia de 10.5 GHz

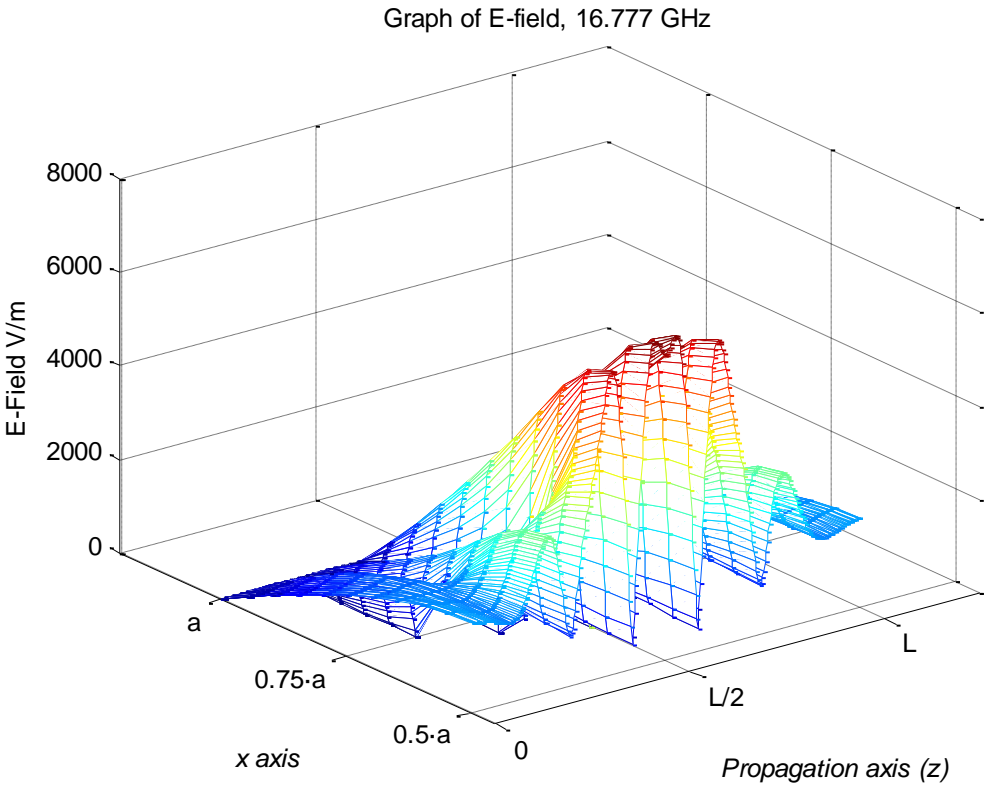


Figura 26. Campos eléctricos máximos a la frecuencia de 16.777 GHz

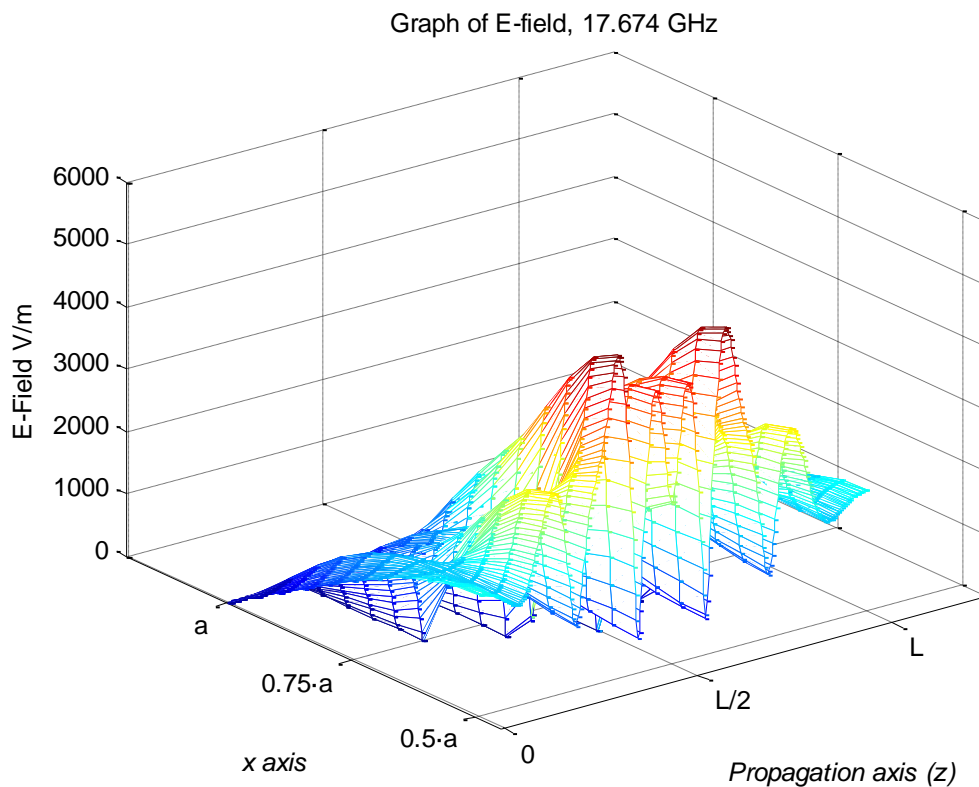


Figura 27. Campos eléctricos máximos a la frecuencia de 17.674 GHz

Las figuras con MatLab se encuentran en: [grafica3D v2.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [filtro_opt_RG.cst](#)

En los archivos se pueden ver en 3 dimensiones las figuras mediante MatLab y así, poder mover la cámara para tener una mejor representación. La figura representa en el eje z , el eje de propagación y se han calculado los campos desde $z = 0$, hasta el final del filtro, $z = L$, donde L es la dimensión total del filtro. Sin embargo, para el eje x , se han simulados los campos de la mitad del filtro, puesto que es simétrico respecto al eje $x = 0$. Así, se tiene que se puede ver el resultado de las simulaciones desde $a/2$ hasta a , donde $a/2$ sería el eje $x=0$ y a el extremo del filtro.

Gracias a las reconstrucciones de los campos eléctricos del filtro para las distintas frecuencias, se puede ver que mayormente tienen los máximos localizados en los mismos puntos del filtro, aunque para la resonancia a la frecuencia de 17.674 GHz, el campo justo en la mitad no es muy grande en comparación con las otras dos frecuencias de interés. Para solucionar estos problemas de visualización se han propuesto otras gráficas en las cuales se puede ver el perfil del filtro Iris representado encima de la diferencia entre los campos eléctricos de la banda de paso y de los campos en la banda espúrea.

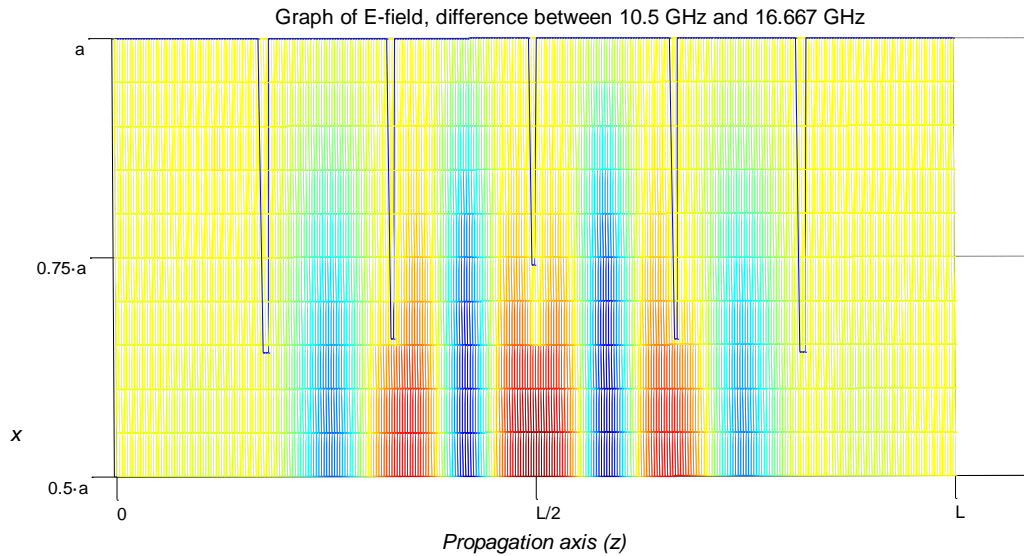


Figura 28. Resta de los campos que se encuentran en 10.5 GHz y 16.667 GHz en gradiente y la figura del filtro Iris en azul

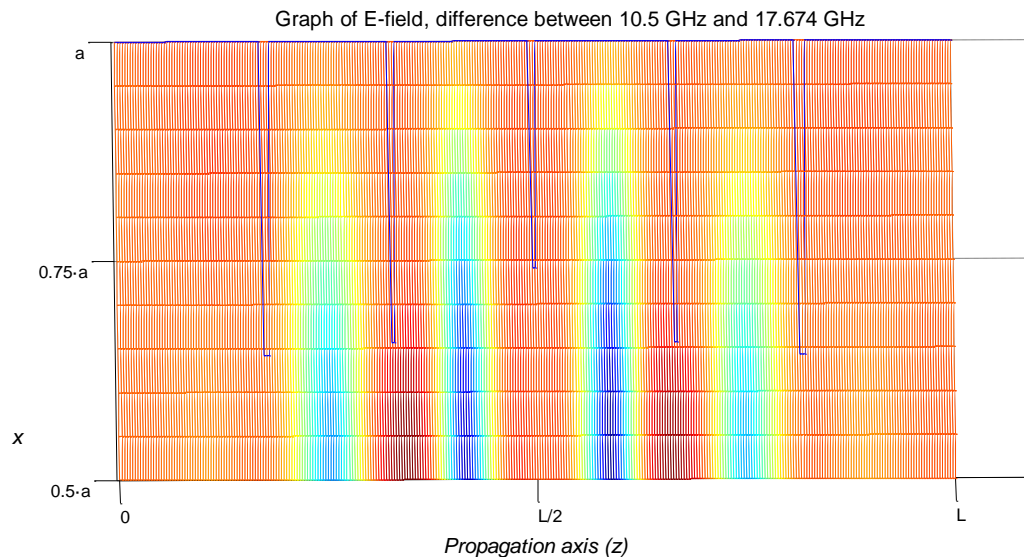


Figura 29. Resta de los campos que se encuentran en 10.5 GHz y 17.674 GHz en gradiente y la figura del filtro Iris en azul

Las figuras con MatLab se encuentran en: grafica3D.m

La simulación de CST se encuentra en: [filtro_opt_RG.cst](#)

Los colores gradientes de las gráficas son para la diferencia entre los campos eléctricos entre distintas frecuencias. Así, se tiene que el color azul, son los valores negativos y en este caso, menores y en rojo oscuro, se tienen los valores máximos de cada figura. En la figura 28 se tiene que el máximo es de 3997.63 V/m y en la figura 29, 1677.594 V/m.

En color azul oscuro se tiene el perfil del filtro de tipo Iris que se ha estudiado, dejando claro que los máximos se dan en las aperturas de los Irises 2, 3 y 4.

Después de valorar todos los datos y ver en qué zona los campos eléctricos son más grandes en las figuras de diferencia de campo, se llega a la conclusión de que hay que tratar de obstaculizar esas zonas o al menos remodelarlas.

Para ello, se ha propuesto un cambio en el diseño físico de la estructura filtrante. Se propone en consecuencia, colocar tres columnas metálicas (En el caso de la simulación, serán de PEC) en los Irises. Dos de ellas, serán del mismo tamaño y estarán localizadas en los Irises número 2 y 4 y la tercera columna, que será de distinto tamaño respecto a las otras dos, se colocará en el Iris central. Se ha propuesto así, para mantener la simetría física en la estructura filtrante.

Esta estructura propuesta se puede ver en la siguiente imagen.

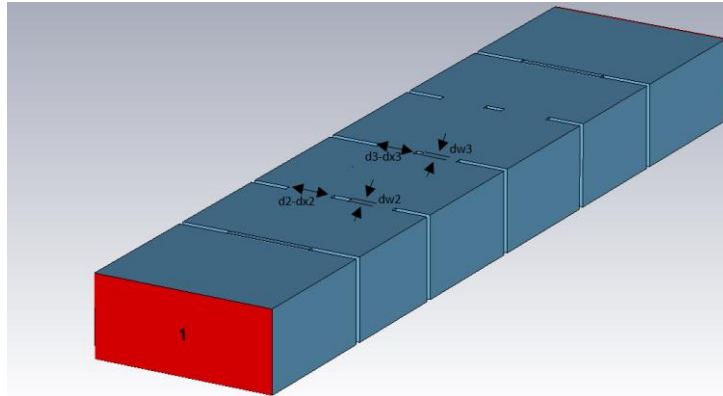


Imagen 2. Estructura del filtro Iris propuesto con las tres columnas nuevas

Se han propuesto varias alternativas, pero esta es la alternativa más sencilla de cara a la reconstrucción de la banda de paso una vez sea eliminada. Por lo que, se ha seleccionado así con el fin de empezar por un diseño simple.

Al simular esta estructura en un rango frecuencial muy grande, se puede ver como la banda de paso se ha visto modificada y la banda espúrea se ha eliminado completamente. Se pueden ver dichos cambios en la siguiente figura.

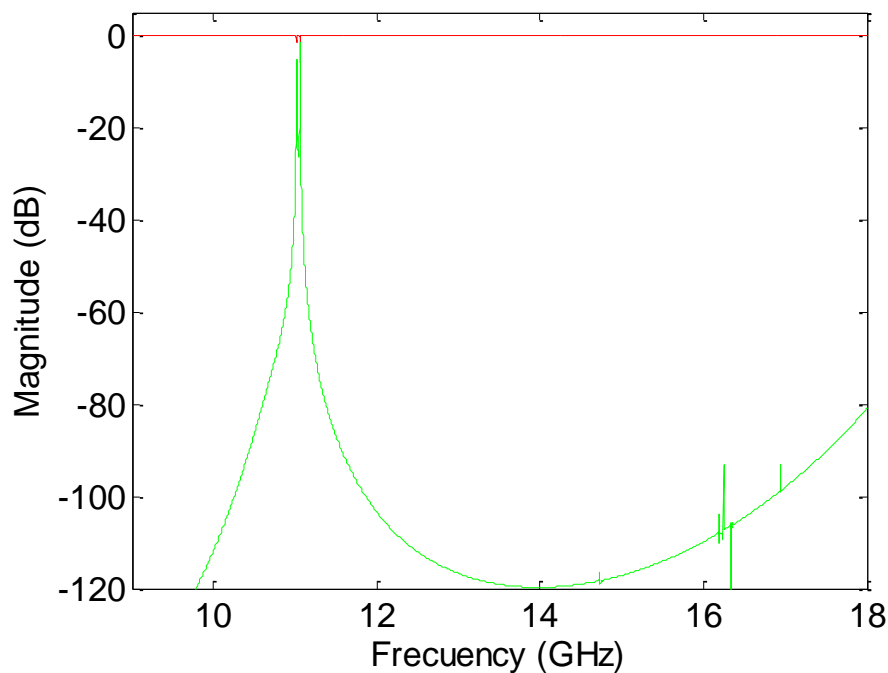


Figura 30. Respuesta en frecuencia del filtro propuesto como mejora simulado en gran rango frecuencial; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [filtro_sin_espúrea.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [filtro_sin_espurea.cst](#)

Una vez se ha comprobado que una tecnología como esta puede solucionar la banda espúrea que hay en el filtro, se va a proponer un rediseño del filtro con el fin de poder reconstruir la banda de paso centrada en 10.5 GHz con un ancho de banda de 500 MHz.

Se han valorado dos métodos de diseño distintos para poder reconstruir la banda de paso del filtro. El primero de ellos, sería empleando los diversos métodos de diseño que aparecen en [1] basados en la matriz de acoplo y el segundo de ellos, empleando también la matriz de acoplo, pero recalculándola para cada resonancia, como se propone en [6]. Se ha elegido el segundo método de diseño de filtros con el fin de proponer más métodos de diseños de filtros aunque los diversos métodos que se habían propuesto tenían las matrices de acoplo como fundamento.

Por si el funcionamiento de la estructura no es el correcto, se ha propuesto una segunda estructura diferente en la cual se han cambiado los Irises 2 y 4, pero no ha conseguido eliminar completamente la banda espúrea ya que no se ha tocado el Iris central. Esta estructura nueva consiste en el cambio de los Irises 2 y 4 por Irises que tengan forma elipsoidal, teniendo una estructura más suave en las zonas que tienen los campos resonantes. Esta estructura se puede ver en la siguiente imagen.

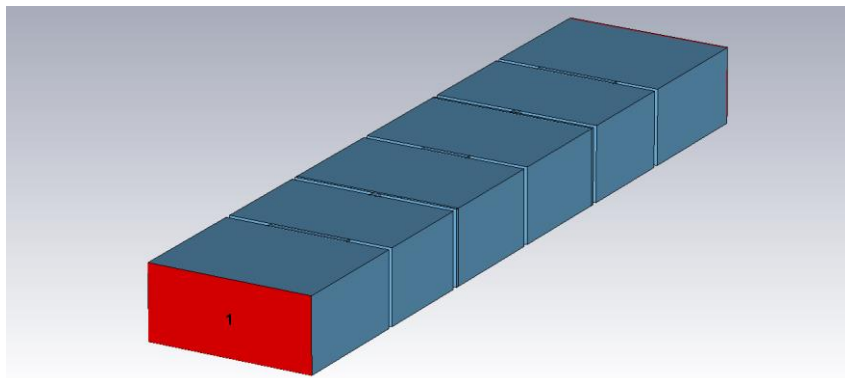


Imagen 3. Nueva estructura con Irises elipsoidales

El resultado que se tiene al simular esta estructura que sería más suave, en las aperturas de los Irises es la siguiente, que aun no siendo la mejor, consigue eliminar una de las resonancias de la banda espúrea principal. Sin embargo, se tiene que la banda de paso no se ve tan afectada, por lo que podría ser una propuesta a abordar de cara a un futuro.

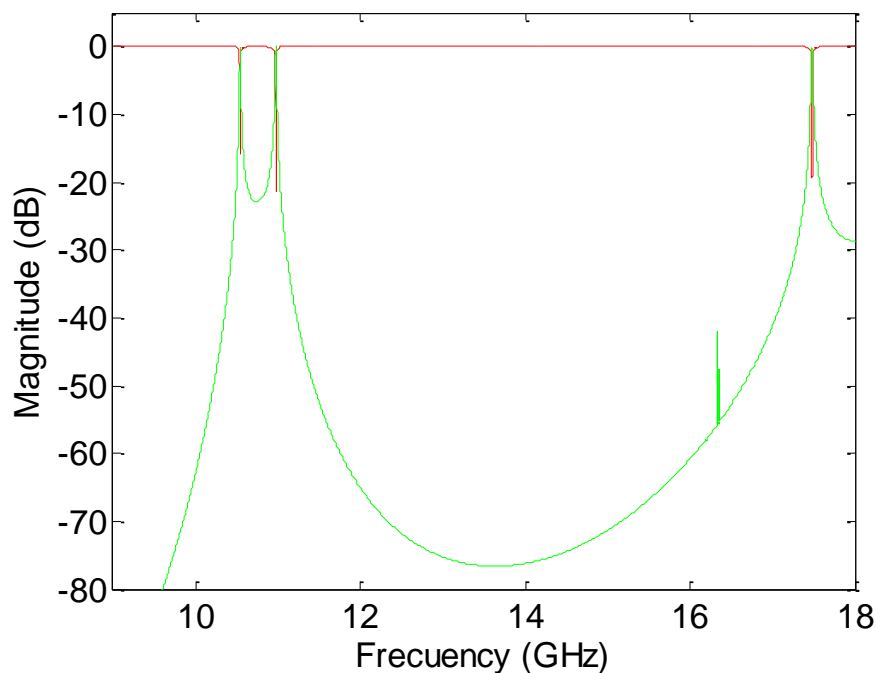


Figura 31. Respuesta en frecuencia del filtro propuesto como mejora con Irises elipsoidales simulado en un gran rango frecuencial; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [filtro sin espúrea ellipse.m](#)

La simulación de CST se encuentra en: [filtro sin espurea ellipse.cst](#)

Aunque esta última estructura elimina solo una resonancia no deseada parece ser una buena idea de cara a diseñar. Por desgracia, no se ha tenido el tiempo necesario para poder realizar su estudio de forma más detallada.

Se reconstruirá así, la primera estructura planteada como posible solución.

3.1.6.2. Reconstrucción de la banda de paso

Como se ha comentado anteriormente, se va a emplear el método de diseño propuesto en [6] para la reconstrucción de la banda de paso. Este artículo propone emplear la matriz de acoplo del filtro deseado como punto de partida e ir buscando las matrices de acoplo equivalentes para cada resonador del filtro.

Para reconstruir el filtro, se tienen que volver a proponer las características del mismo:

- Frecuencias central : 10.5 GHz
- Ancho de banda : 500 MHz

Estas características hacen que el filtro tenga la siguiente matriz de acoplo normalizada, la cual se ha calculado empleando el Software de Diseño de filtros FilterDesigner3D perteneciente a CST 2017.

$$[M]_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & 1.035 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.035 & 0 & 0.911 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.911 & 0 & 0.699 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.699 & 0 & 0.911 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.911 & 0 & 1.035 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.035 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.41)$$

Se desnormalizará la matriz de acoplo, multiplicándola por el ancho de banda fraccional. Para los cálculos correspondientes de las matrices de acoplo para cada paso, se ha empleado el siguiente script en MatLab: iterativo.m

$$[M]_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & 0.0493 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.4093 & 0 & 0.0434 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0434 & 0 & 0.0333 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0333 & 0 & 0.0434 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0434 & 0 & 0.0493 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0493 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.42)$$

Tal y como se propone en [6], la idea es calcular una primera matriz de acoplo del primer resonador del filtro. Para ello, se deberá crear una estructura que tenga la respuesta en frecuencia correspondiente a la siguiente matriz de acoplo:

$$[M_1]_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & M_{12} & 0 \\ M_{21} & 0 & M_{1,p2} \\ 0 & M_{1,p2} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.43)$$

Donde $M_{1,p2}$ será:

$$M_{1,p2} = \sqrt{\frac{n\pi}{2} FBW} \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right) M_{12} \quad (3.44)$$

Así, se tiene que para el primer resonador se necesita buscar una estructura física que cumpla con la siguiente matriz de acoplo:

$$[M_1]_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & 0.0493 & 0 \\ 0.0493 & 0 & 0.0152 \\ 0 & 0.0152 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.45)$$

Por lo que, se buscará que la estructura cumpla con la matriz de acoplo (3.45). Para ello, se ha empleado la herramienta de FilterDesigner3D y se han logrado las figuras que cumplen dichas matrices de acoplo. Estas gráficas se han procesado en MatLab para calcular los máximos y mínimos y poder añadir al optimizador de CST los datos necesarios para la optimización y además, poder comparar los resultados de forma sencilla con MatLab.

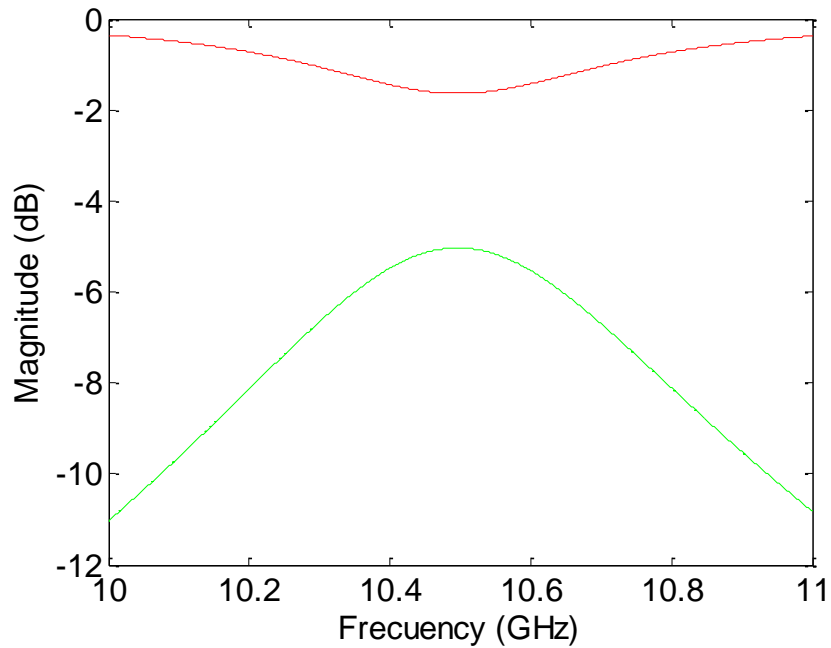


Figura 32. Respuesta en frecuencias deseada de la primera resonancia; S_{11} en rojo y S_{12} en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [figuras.m](#)

Al llevar la primera resonancia a CST, la estructura física que se pretenderá optimizar será la que se ve en la imagen 4.

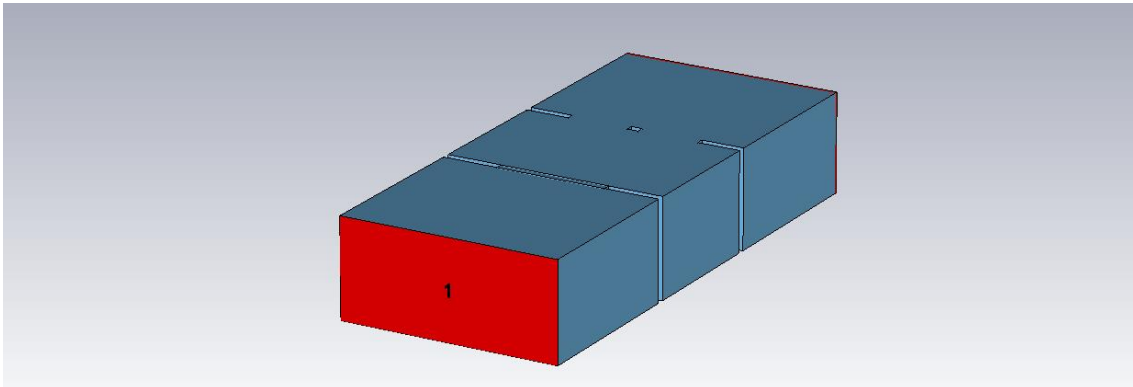


Imagen 4. Estructura de la primera resonancia definida por un tramo de guía de onda y dos Irises, uno normal y otro con una columna

El resultado después del dimensionamiento de las aperturas de los Irises, así como de la columna y el tramo de guía de onda entre los Irises, es el que se puede ver en la siguiente figura.

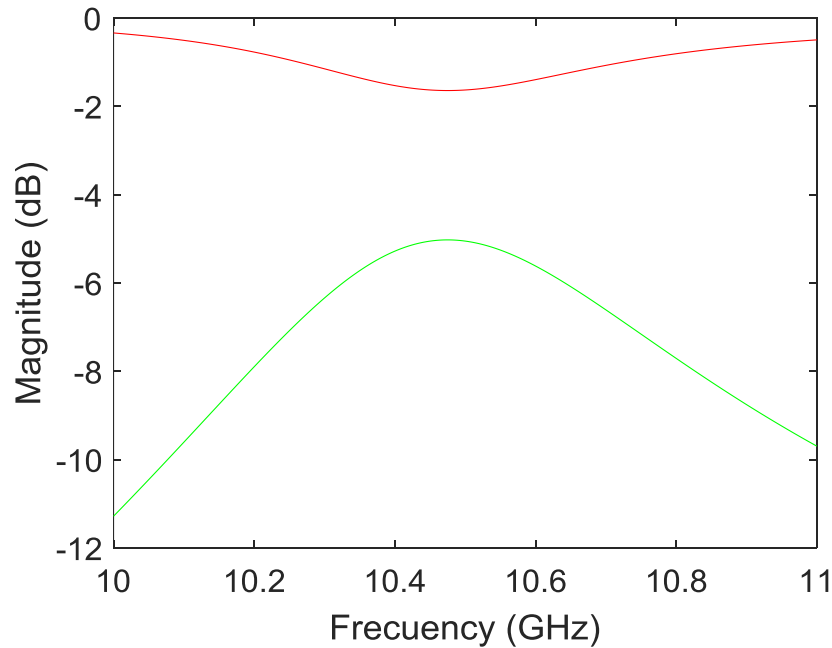


Figura 33. Respuesta en frecuencia de la primera resonancia; S_{11} en rojo y S_{12} en verde

La figura con MatLab se encuentra en [FirstStep.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [FirstStep.cst](#)

Los parámetros con sus respectivos valores vienen indicados en la siguiente tabla.

Parámetro	Dimensión optimizada
a	22.86 mm
b	10.16 mm
Apertura del primer Iris	10.7432 mm
Apertura del segundo Iris	13.9894 mm
Grosor de los Irises	0.8 mm
Grosor de la columna del segundo Iris	0.8 mm
Apertura entre la columna y cada Iris	5.8954 mm
Longitud del primer tramo de guía de onda	15.0872 mm

Tabla 14. Dimensiones optimizadas para la primera resonancia

Una vez se tiene la respuesta en frecuencia del primer resonador, se pasa a calcular una segunda matriz de acoplo que será la correspondiente a los dos tramos de guía de onda entre los tres irises con las columnas. La matriz de acoplo que tendrá la estructura se puede calcular de la siguiente manera.

$$[M_2]_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & M_{12} & 0 & 0 \\ M_{12} & 0 & M_{12} & 0 \\ 0 & M_{12} & 0 & M_{2,p3} \\ 0 & 0 & M_{2,p3} & 0 \end{pmatrix} \quad (3.46)$$

Donde $M_{2,p3}$ será:

$$M_{2,p3} = \sqrt{\frac{n\pi}{2} FBW} \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right) M_{23} \quad (3.47)$$

Así, se tiene que la matriz de acoplo que se buscará será la siguiente:

$$[M_2]_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & 0.0493 & 0 & 0 \\ 0.0493 & 0 & 0.0434 & 0 \\ 0 & 0.0434 & 0 & 0.0117 \\ 0 & 0 & 0.0117 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.48)$$

Dicha matriz de acoplo corresponderá con una respuesta en frecuencia que deberá ser similar a la expuesta a continuación.

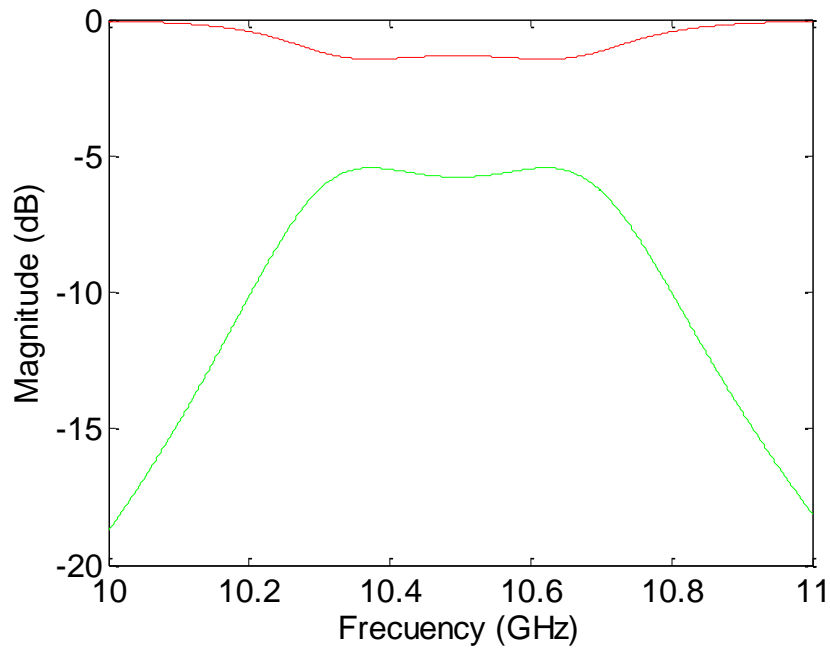


Figura 34. Respuesta en frecuencia deseada para la estructura con dos resonadores; S11 en rojo y S22 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [figuras.m](#)

Al llevar la propuesta a CST, la estructura física que se pretenderá optimizar será la que se pueda ver en la siguiente imagen.

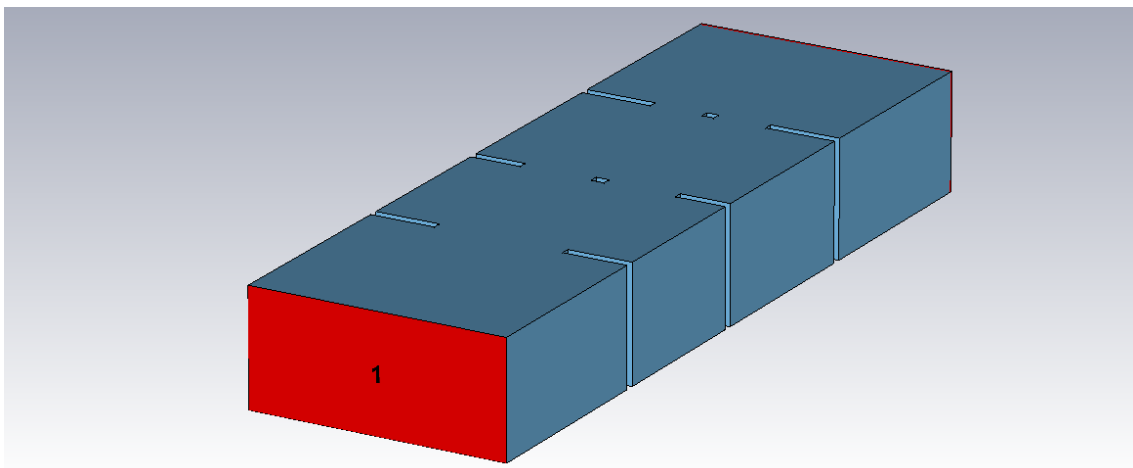


Imagen 5. Estructura con dos resonadores, se puede ver los dos tramos de guía de onda junto a los tres Irises, de los cuales dos tienen columnas en su mitad

Se puede ver en la imagen la introducción de un segundo tramo de guía de onda que tendrá una longitud diferente respecto al primer tramo de guía de onda y una nueva apertura de Iris junto a una nueva columna.

Al llevarlo al simulador de CST, se han optimizado las dimensiones para cumplir la respuesta en frecuencia que se deseaba. Una vez optimizada la respuesta en frecuencia, se ha llegado a un resultado que se acercaba a la respuesta anterior, tal y como se puede ver en la siguiente figura.

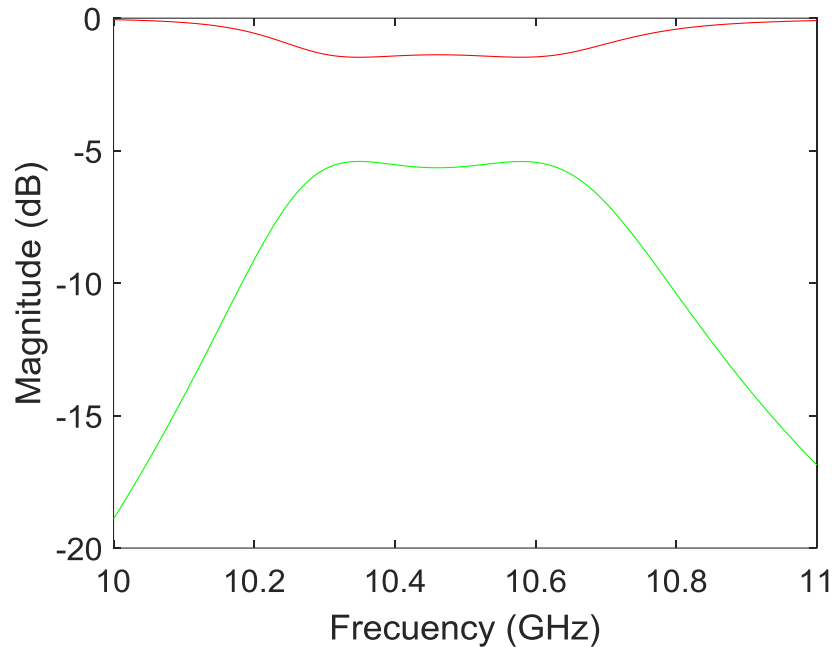


Figura 35. Respuesta en frecuencia lograda después de optimizar los resonadores; S11 en rojo y S21 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [SecondStep.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [SecondStep.cst](#)

Se pueden ver en la siguiente tabla los valores que se han logrado después de esta segunda optimización para cada parámetro.

Parámetro	Dimensiones al optimizar el primer resonador	Dimensiones al optimizar el segundo resonador
a	22.86 mm	22.86 mm
b	10.16 mm	10.16 mm
Apertura del primer Iris	10.7432 mm	10.7432 mm
Apertura del segundo Iris	13.9894 mm	13.9894 mm
Apertura del tercer Iris		10.379 mm
Grosor del Iris	0.8 mm	0.8 mm
Grosor de las columnas en los Irises 2 y 4	0.8 mm	0.8 mm
Grosor de la columna en el Iris 3		0.7833 mm
Apertura entre la primera columna y las paredes del segundo Iris	5.8954 mm	5.8954 mm
Apertura entre la segunda columna y las paredes del tercer Iris		4,798 mm
Longitud del primer tramo de guía de onda	15.0872 mm	15.0872 mm
Longitud del segundo tramo de guía de onda		16.7479 mm

Tabla 15. Dimensiones optimizadas para los dos resonadores

Para comparar de una forma más precisa se muestran a continuación las respuestas en frecuencia deseadas y las respuestas en frecuencia logradas después de la optimización para el caso del S11 y S12.

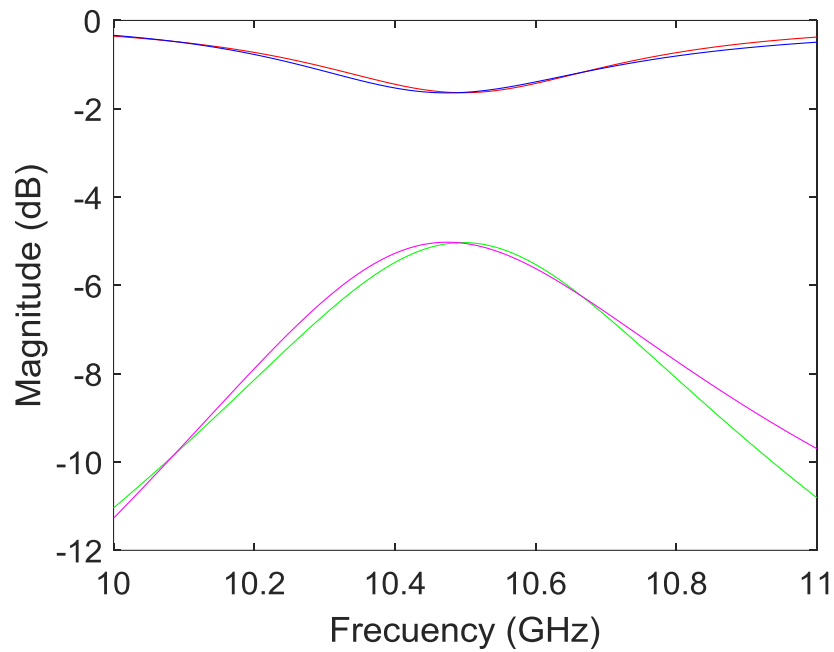


Figura 36. Respuesta en frecuencia de la estructura con un resonador; S11 deseado en rojo, S12 en deseado en verde; S11 logrado en azul y S12 logrado en magenta

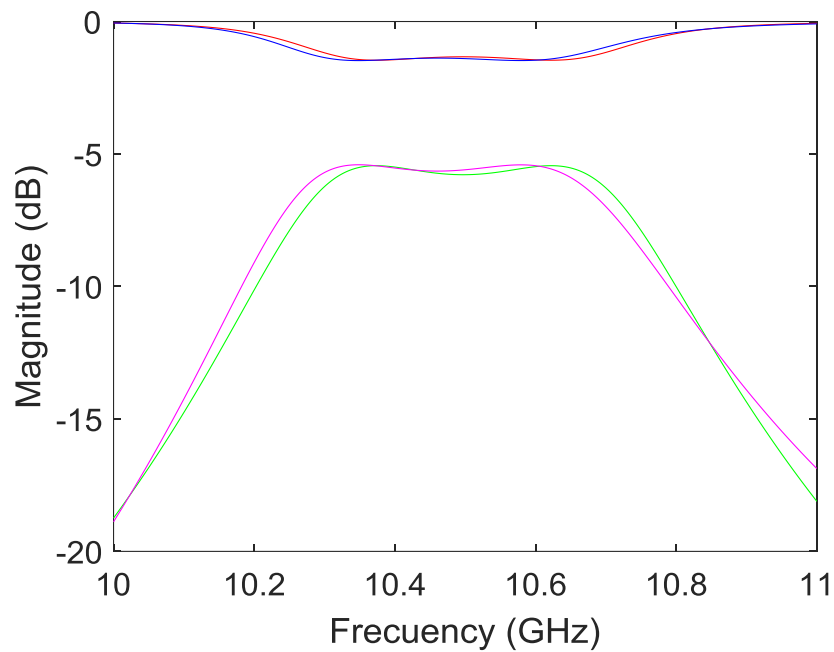


Figura 37. Respuesta en frecuencia de la estructura con dos resonadores; S11 deseado en rojo, S12 en deseado en verde; S11 logrado en azul y S12 logrado en magenta

Las figuras con MatLab se encuentran en: comparativa.m

Se ha querido comparar las gráficas para comprobar que se pueden diseñar respuestas en frecuencias muy similares dada una estructura nueva valiéndose de la matriz de acoplo. En este caso, no se ha llegado a tener las mismas respuestas aunque si respuestas muy similares y eso puede que haya sido por la tecnología empleada.

Una vez se obtiene mediante este método un resultado correcto para este segundo resonador, el resultado final del filtro no cambiará en gran medida sus longitudes tal y como se puede ver en el documento que se ha tomado como base para rediseñar el filtro. Así, se puede evitar tener que calcular más iteraciones y construir la estructura completa y optimizarla.

La estructura final tendrá la siguiente forma física y la siguiente respuesta en frecuencia, si se emplean los valores logrados después de la segunda iteración, viendo así que la respuesta en frecuencia tiene un ancho de banda similar al que se busca, aunque no llega a tener el rechazo deseado. Por lo que, se precisa de una optimización final para poder arreglar la respuesta en frecuencia.

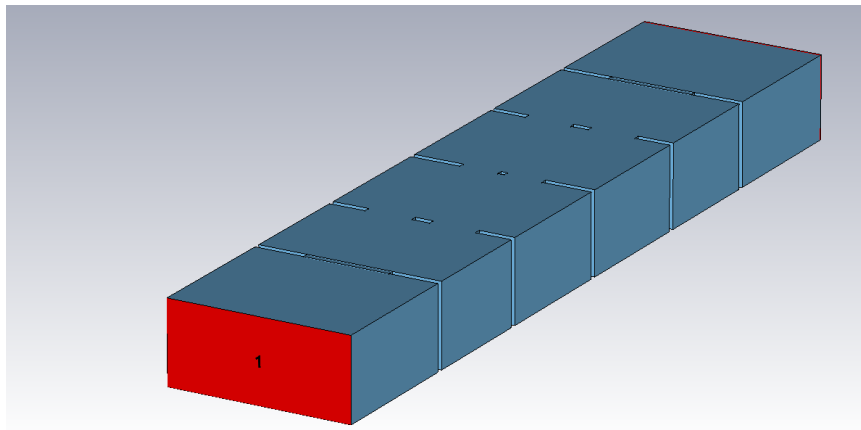


Imagen 6. Estructura final optimizada

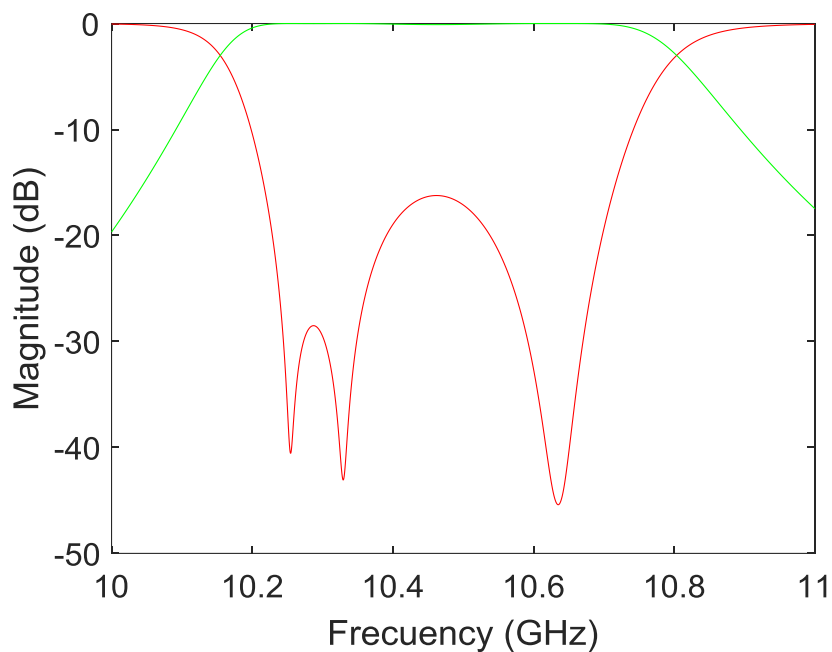


Figura 38. Respuesta en frecuencia lograda después de optimizar los resonadores de forma individual y simular la estructura entera sin una simulación posterior; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [FinalStep_sin_opt.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [FinalStep_sin_opt.cst](#)

Se ha planteado la optimización de todos los parámetros de esta estructura con el fin de encontrar una respuesta en frecuencia que cumpla con las características deseadas, lo que supone añadirle libertad al grosor de las columnas y que se puedan desplazar hacia la mitad del filtro. Este movimiento se le ha permitido a la estructura pensando que podía ser positivo debido a que los campos se concentraban cerca del Iris 2, junto con el inicio del siguiente tramo de guía de onda.

El resultado de la optimización de todos los parámetros se puede ver en la figura 39.

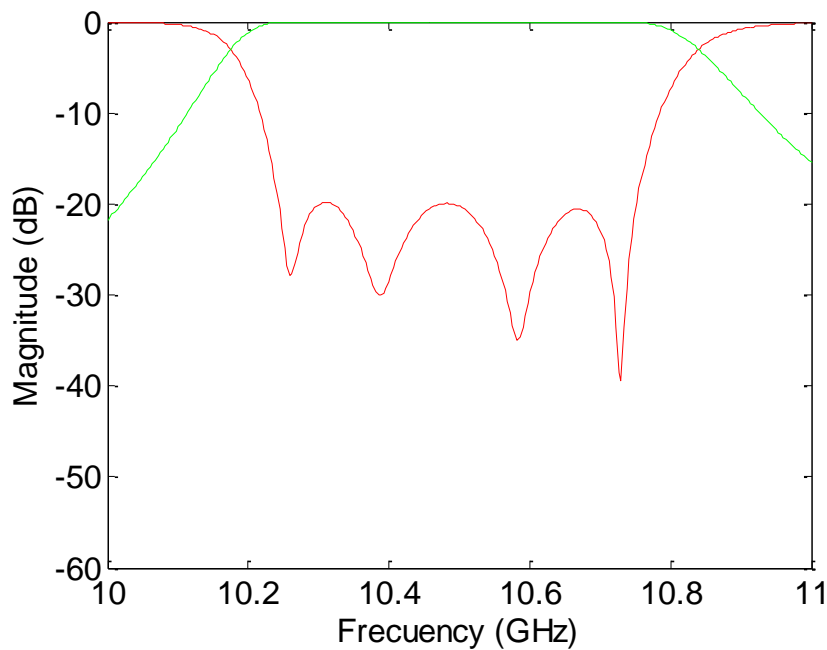


Figura 39. Respuesta en frecuencia lograda después de optimizar toda la estructura; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [Final Step_opt.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [Final Step_opt.cst](#)

Y las dimensiones optimizadas serían las que se pueden ver en la tabla 16.

Parámetro	Dimensiones sin optimizar	Dimensiones optimizadas
a	22.86 mm	22.86 mm
b	10.16 mm	10.16 mm
Apertura del primer Iris	10.7432 mm	11.6643 mm
Apertura del segundo Iris	13.9894 mm	13.9179 mm
Apertura del tercer Iris	10.379 mm	10.4377 mm
Grosor del Iris	0.8 mm	0.8 mm
Grosor de las columna del Iris 2	0.8 mm	0.8 mm
Grosor de la columna del Iris 3	0.7833 mm	0.7321 mm
Desplazamiento de la columna hacia la mitad del filtro		0.1384 mm
Apertura entre la primera columna y las paredes del segundo Iris	5.8954 mm	5,8287 mm
Apertura entre la segunda columna y las paredes del tercer Iris	4,798 mm	4.825 mm
Longitud del primer tramo de guía de onda	15.0872 mm	15.0996 mm
Longitud del segundo tramo de guía de onda	16.7479 mm	16.6818 mm

Tabla 16. Dimensiones de la estructura propuesta completa

Con dicha optimización se ve que el filtro cumple con las características deseadas en una primera instancia. Se cree que se podría mejorar la adaptación incluso, añadiéndole más variables y optimizándolo mejor. La respuesta en frecuencia se puede ver en la siguiente imagen.

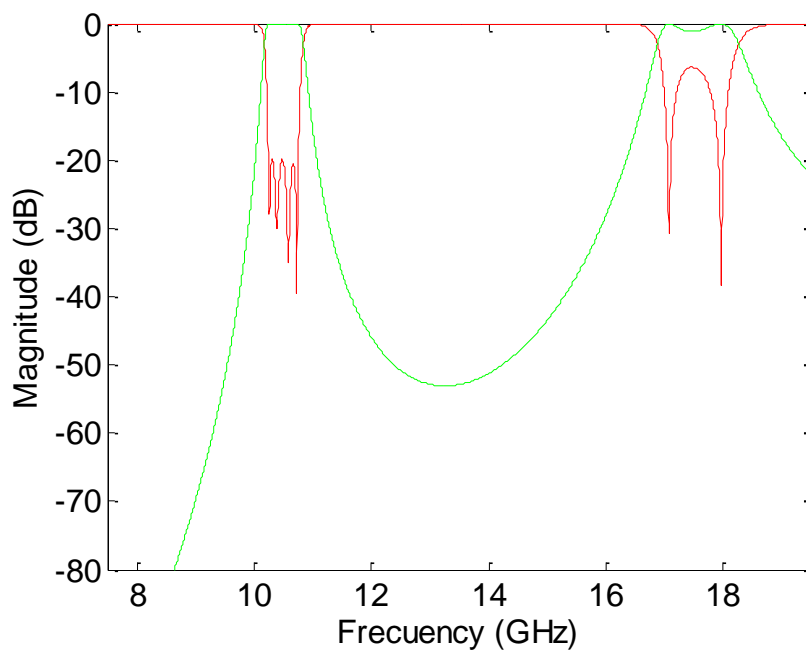


Figura 40. Respuesta en frecuencia lograda después de la optimización y simulado en un gran rango frecuencial; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [Final Step opt RG.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [Final Step opt RG.cst](#)

A la vista de que el resultado es satisfactorio, se ha sobrepuesto con la simulación anterior para un gran rango frecuencial grande. Se puede ver en la siguiente figura que la banda espúrea se ha desplazado levemente a una frecuencia superior a la vez que el rechazo ha mejorado. Además, el rechazo que se encuentra a una frecuencia superior a la banda espúrea ha mejorado en gran medida.

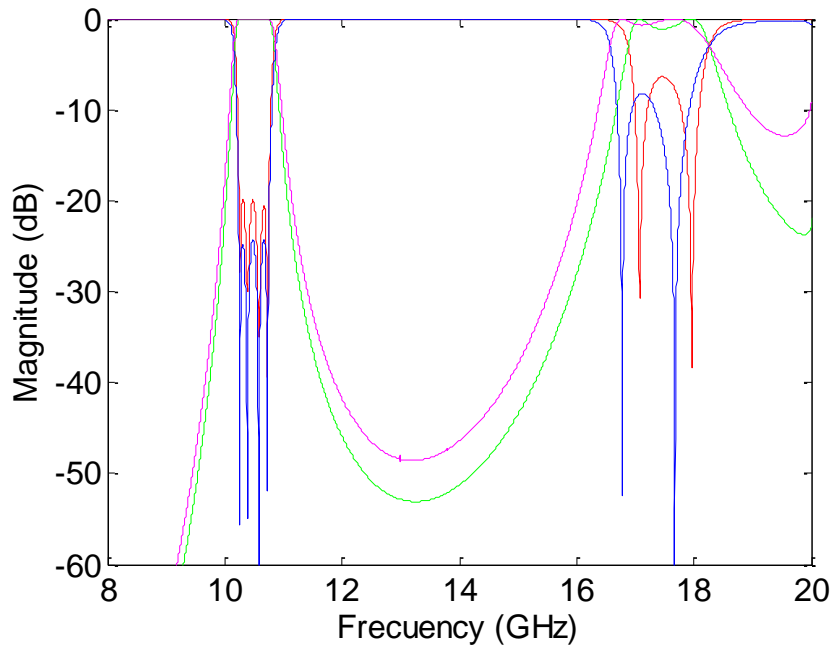


Figura 41. Respuestas en frecuencia sobrepuestas; En rojo (s_{11}) y verde (s_{12}), se tiene la respuesta del filtro reconstruido; en azul (s_{11}) y magenta (s_{12}), la respuesta del filtro inicial

La figura con MatLab se encuentra en: [Final Step comp RG.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [prueba RG.cst](#)

Se ha propuesto así, un diseño nuevo que se perfilaba como una opción que podría solucionar la banda espúrea, pero se ha podido comprobar que ha sido un diseño que necesita de algún refinado más para solucionar completamente la banda espúrea. Por lo que, se debería plantear otra vez un estudio de los campos electromagnéticos de esta nueva estructura, con el fin de poder localizar los campos electromagnéticos tanto para las frecuencias de la banda de paso como de las espúreas y volver a plantear una nueva solución para esta nueva estructura.

Otra opción, sería emplear la segunda propuesta que se basaba en el uso de Irises que fueran elipsoidales y eliminar una única resonancia. Luego, se debería volver a hacer un nuevo estudio de los campos electromagnéticos para proponer una nueva estructura, aunque se podría esperar que la resonancia que se mantuviera en la banda espúrea tuviera sus máximos del campo eléctrico en el Iris central.

3.2. Filtros con resonadores dieléctricos

Los filtros basados en resonadores dieléctricos son filtros que basan sus resonadores en cavidades de vacío en las cuales se colocan pequeños elementos con una alta propiedad dieléctrica.

El disponer de elementos dieléctricos dentro de las cavidades hace que estos filtros confinen los campos electromagnéticos más que un filtro con una cavidad normal y así, se puedan crear filtros que tengan una dimensión menor.

Por lo que, se proponen los filtros basados en resonadores dieléctricos como filtros con dimensiones muy pequeñas, como se podrá comprobar al ver las dimensiones del mismo y tendrán también una respuesta en frecuencia con ancho de banda fraccional que será muy estrecho.

3.2.1. Diseño de filtros con resonadores dieléctricos

Como se ha comentado a lo largo de la memoria, se han tratado de diseñar varios filtros con distintas propiedades y diseños, los cuales se iban a someter a posteriori a un experimento con el fin de mejorar sus características.

En este caso se procede al diseño de un filtro muy resonante a partir de materiales dieléctricos y cavidades mediante el uso de la matriz de acoplo.

El método de diseño que se puede emplear para diseñar estos filtros viene documentado en [1].

Como se ha hecho para los demás filtros, se han propuesto unas características que tiene que cumplir el filtro. En este caso se ha propuesto un ancho de banda que es proporcional al ancho de banda que se propone a una frecuencia inferior. Como se ha aumentado en un factor algo superior a 5 la frecuencia central del filtro, se le ha pedido que el ancho de banda del filtro sea 5 veces mayor.

- Frecuencia central : 10.5 GHz
- Ancho de banda : 75 MHz

Así, se tiene que el ancho de banda fraccional del filtro es de 0.7142857%.

Con estos datos se puede encontrar un filtro modelizado matemáticamente por un rizado en la banda de paso de 0.0436 dB, que equivale a las pérdidas de retorno de 20 dB y que al emplearse una función matemática de tipo Chebyshev, tiene como resultado:

- El orden mínimo debe ser de 3, pero por simetría se empleará un filtro diseñado con orden 4.
- Las g del modelo matemático de Chebyshev son: $g_0 = 1$, $g_1 = 0.9330$, $g_2 = 1.2923$, $g_3 = 1.5793$, $g_4 = 0.7635$ y $g_5 = 1.2221$.

Para poder calcular la matriz de acoplo se procede de la siguiente manera.

$$R_1 = \frac{1}{g_0 g_1} = 1.072$$

$$R_n = \frac{1}{g_4 g_5} = 1.072$$

$$M_{12} = \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}} = 0.9107$$

$$M_{23} = \frac{1}{\sqrt{g_2 g_3}} = 0.6999$$

$$M_{34} = \frac{1}{\sqrt{g_3 g_4}} = 0.9107$$

Así, se tiene la siguiente matriz de acoplo:

$$[M]_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & 1.072 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.072 & 0 & 0.907 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.907 & 0 & 0.6999 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.6999 & 0 & 0.9107 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.9107 & 0 & 1.072 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.072 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.49)$$

Usando el software Dedale-HF, se puede lograr la respuesta ideal del filtro que se pretende diseñar tal y como se propone en [7], que será la siguiente:

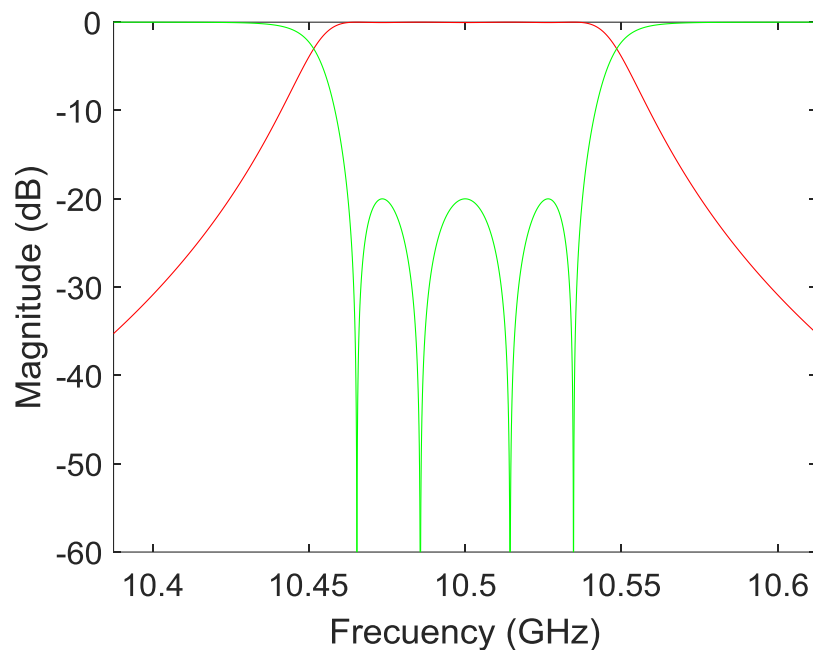


Figura 42. Respuesta en frecuencia deseada; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [respuesta_ideal.m](#)

Se va a tomar así, el diseño propuesto para un filtro basado en resonadores dieléctricos expuesto en [1] como diseño de referencia y se propone un redimensionamiento de la estructura para moverlo en frecuencia y llevarlo a la frecuencia deseada.

Se propone así el diseño del filtro de referencia con las siguientes características:

- Frecuencia central : 1.93 GHz
- Ancho de banda : 15 MHz

Así, el filtro se encuentra modelizado matemáticamente por un rizado en la banda de paso de 0.0436 dB, que equivale a tener unas pérdidas de retorno de 20 dB y que al emplearse una función matemática de tipo Chebyshev, será casi idéntico al que se propone diseñar:

- El orden mínimo debe ser de 3, pero por simetría se empleará un filtro diseñado con orden 4.
- Las g del modelo matemático de Chebyshev son: $g_0 = 1$, $g_1 = 0.9330$, $g_2 = 1.2923$, $g_3 = 1.5793$, $g_4 = 0.7635$ y $g_5 = 1.2221$.

Así, se espera una respuesta muy similar a la ideal tal y como se muestra en [1], que expone una respuesta optimizada, que sería la que se propone en la siguiente gráfica.

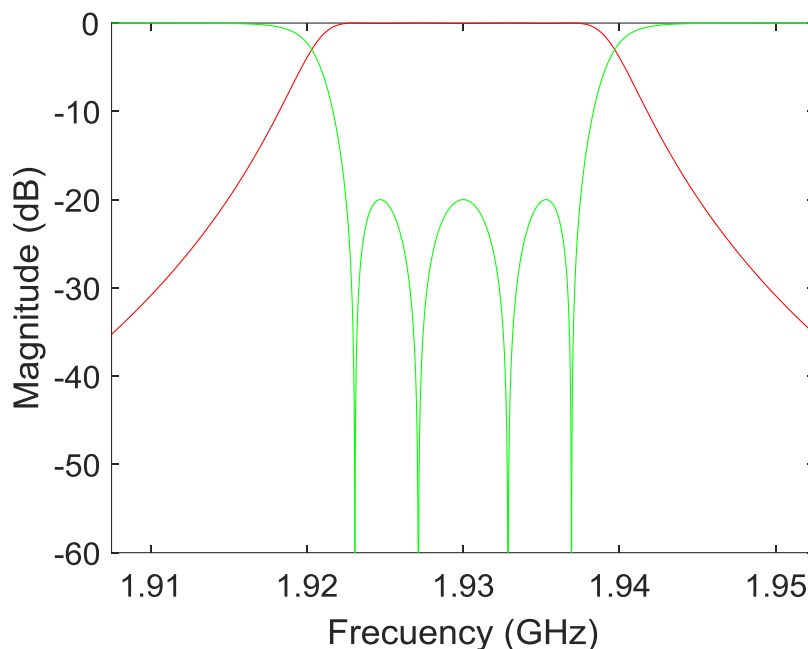


Figura 43. Respuesta en frecuencia deseada; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [respuesta_ideal.m](#)

En [1] se exponen las siguientes dimensiones teóricas del filtro y también se añaden las ilustraciones de las dimensiones.

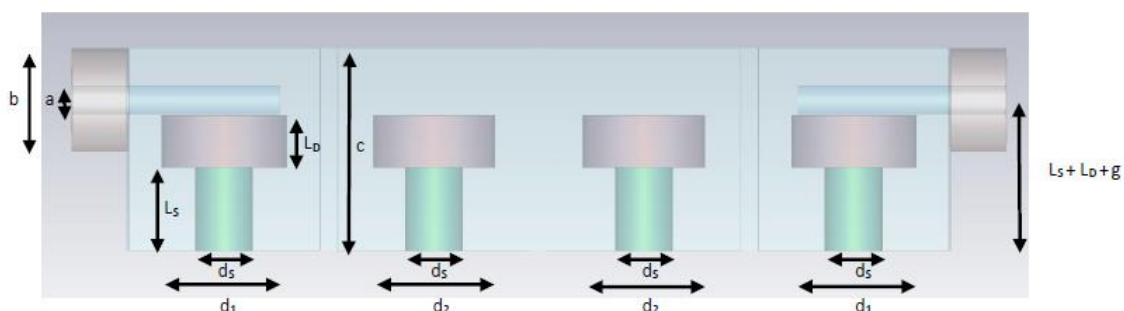


Imagen 7. Filtro basado en resonadores dieléctricos visto desde el lateral derecho

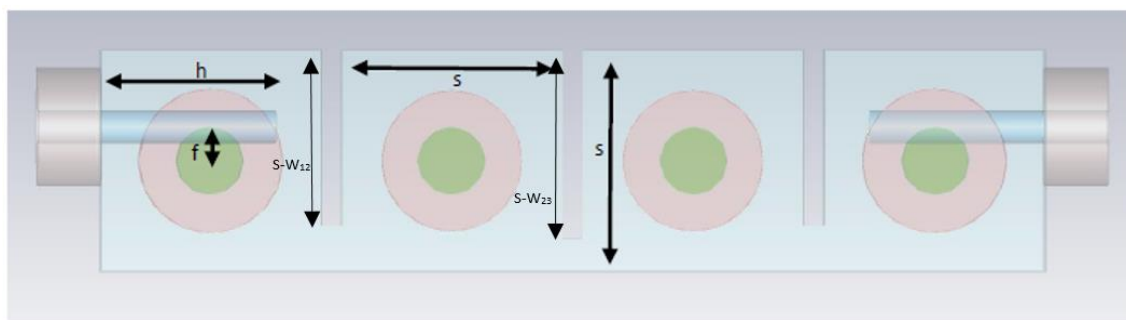


Imagen 8. Filtro basado en resonadores dieléctricos visto desde arriba, quedando a la izquierda el puerto 1

Parámetro	Dimensión teórica del Cameron
Iris	$W_{12}=W_{34}=10.058\text{ mm}$
	$W_{23}=6.6548\text{ mm}$
Diámetros del resonador	$D_1=D_4=29.87\text{ mm}$
	$D_2=D_3=29.66\text{ mm}$
Diámetro del cilindro de abajo del resonador	$D_5=14.22\text{ mm}$
Dimensiones de las cavidades	$S=51.5\text{ mm}$
	$C=50.8\text{ mm}$
Dimensiones del probe input/output	$a=1.117\text{ mm}$
	$b=2.54\text{ mm}$
	$F=7.47\text{ mm}$
	$H=37.84\text{ mm}$
Alturas de los cilindros resonadores	$L_d=12.21\text{ mm}$
	$L_s=20.32\text{ mm}$
Dieléctricos	$\epsilon_{rs}=34$
	$\epsilon_r=10$

Tabla 17. Dimensiones tomadas para el filtro a 1.93 GHz

Se han tomado los parámetros teóricos que salen en [1] para una frecuencia central de 1.93 GHz, a excepción de $D_2=D_3=29.40\text{ mm}$. Se ha tomado esta decisión ya que la respuesta en frecuencia que se obtenía con dichos datos no era la propuesta. Así, se ha tratado de arreglar la respuesta de la forma más sencilla, haciendo un barrido paramétrico de los valores más importantes y se ha llegado a la conclusión de que con $D_2=D_3=29.40\text{ mm}$, el filtro tenía una respuesta similar a la expuesta en la figura de [1].

Una vez tomados los valores teóricos que se proponen y después del barrido paramétrico, que tenía como fin conseguir la respuesta que se exponía, se ha propuesto el redimensionado por un factor de $\frac{f_{final}}{f_{inicial}} = \frac{10.5\text{ GHz}}{1.93\text{ GHz}} = 5.4404$. Aparte de este redimensionado, se han tenido que cambiar los conectores del filtro y emplear un conector que funcionara en el rango frecuencial que se deseaba. En consecuencia, se ha propuesto un conector SMA como conector final, aunque se puede ver que se ha llegado a emplear otro conector nada más redimensionarlo, que no estaba estandarizado. Las dimensiones finales se pueden ver en la siguiente tabla junto a las de inicio y las recién redimensionadas.

Parámetro	Dimensión teórica del Cameron a 1.93 GHz con el cambio de $D_2 = D_3 = 29.4$ mm	Dimensión después del escalado-barrido con CST	Dimensiones después de optimización y cambio de parámetros
Iris	$W_{12} = W_{34} = 10.058$ mm	$W_{12} = W_{34} = 1.8354$ mm	$W_{12} = W_{34} = 1.7838$ mm
	$W_{23} = 6.6548$ mm	$W_{23} = 1.2144$ mm	$W_{23} = 1.2939$ mm
Diámetros del resonador	$D_1 = D_4 = 29.87$ mm	$D_1 = D_4 = 5.4507$ mm	$D_1 = D_4 = 5.5999$ mm
	$D_2 = D_3 = 29.4$ mm	$D_2 = D_3 = 5.3650$ mm	$D_2 = D_3 = 5.4675$ mm
Diámetro del cilindro de abajo del resonador	$D_5 = 14.22$ mm	$D_5 = 2.5949$ mm	$D_5 = 2.5949$ mm
Dimensiones de las cavidades	$S = 51.5$ mm	$S = 9.3978$ mm	$S = 8.9854$ mm
	$C = 50.8$ mm	$C = 9.2700$ mm	$C = 8.5859$ mm
	$t = 3.81$ mm	$t = 0.69526$ mm	$t = 0.8$ mm
Dimensiones del probe input/output	$a = 1.117$ mm	$a = 0.19$ mm	$a = 0.65$ mm
	$b = 2.54$ mm	$b = 0.47$ mm	$b = 2.3$ mm
	$f = 7.47$ mm	$f = 1.3631$ mm	$f = 1.3223$ mm
	$h = 37.84$ mm	$h = 6.9051$ mm	$h = 6.8016$ mm
Alturas de los cilindros resonadores	$L_d = 12.21$ mm	$L_d = 2.2281$ mm	$L_d = 2.2281$ mm
	$L_s = 20.32$ mm	$L_s = 3.7080$ mm	$L_s = 3.708$ mm
Dieléctricos	$\epsilon_{rs} = 34$	$\epsilon_{rs} = 34$	$\epsilon_{rs} = 34$
	$\epsilon_r = 10$	$\epsilon_r = 10$	$\epsilon_r = 10$

Tabla 18. Dimensiones iniciales y optimizadas de la estructura redimensionada

Se ha empleado teflón en los conectores de tipo SMA, con un $\epsilon_{teflon} = 2.1$ cuando se ha redimensionado y cambiado el conector para operar a 10.5 GHz.

La simulación de dicha estructura inicial, con las dimensiones propuestas en [1], tiene como resultado la respuesta en frecuencia que se tiene en la siguiente figura.

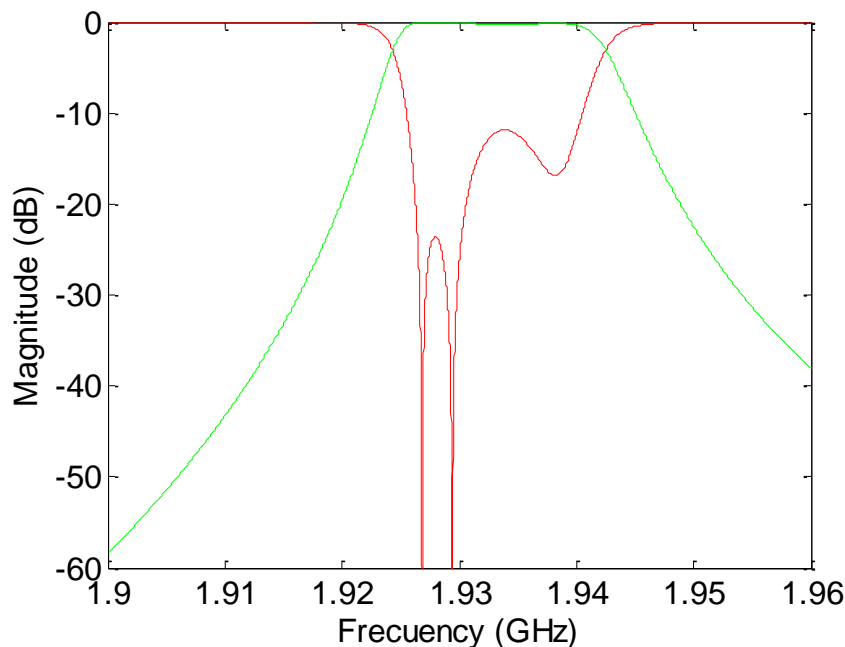


Figura 44. Respuesta en frecuencia con las dimensiones propuestas para el filtro a 1.93 GHz; S11 en rojo y S22 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [grafico Filtro 1.93GHz.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [Filtro Cameron 1.93GHz.cst](#)

Aunque el resultado no haya sido el deseado, sí que se ve que el filtro se comporta de una forma mínima en la banda de paso y se aproxima correctamente con la figura que se expone como referencia en [1], desde la cual se recomienda la optimización. Por lo que, en este caso no se ha intentado optimizar y se ha redimensionado directamente, dejando la optimización para el final.

En cuanto a los resultados logrados nada más redimensionar la estructura y añadiendo unos conectores que no eran SMA, se ha logrado la siguiente figura. En este caso todavía la estructura seguía siendo muy similar y no había variado demasiado.

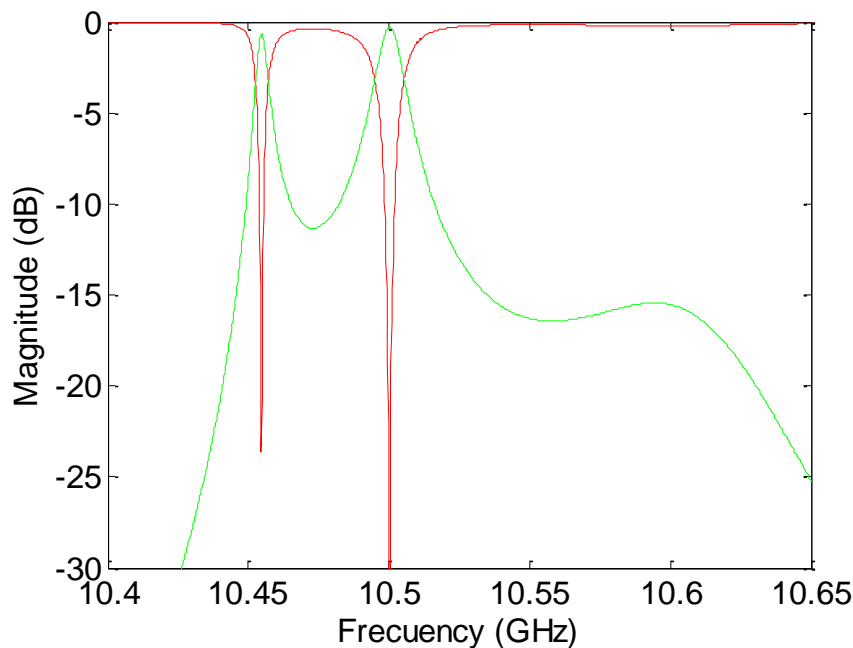


Figura 45. Respuesta en frecuencia con las dimensiones redimensionadas; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [Redimensionado sin opt.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [Redimensionado sin opt.cst](#)

Después de cambiar los conectores, por unos conectores de tipo SMA, se ha propuesto un cambio en las cavidades y en el grosor de los Irises. El grosor del Iris se ha elegido una vez más, que sea de 800 μm , para que pueda ser fabricable y no de problemas por la falta de grosor. Por otro lado, las dimensiones de las cavidades se han ajustado para solucionar el cambio de la frecuencia ocasionado por el nuevo conector SMA.

Después de varios barridos en las dimensiones y varias optimizaciones, se tiene la siguiente figura, llegando a tener una respuesta en frecuencia mejor que la esperada en una primera instancia.

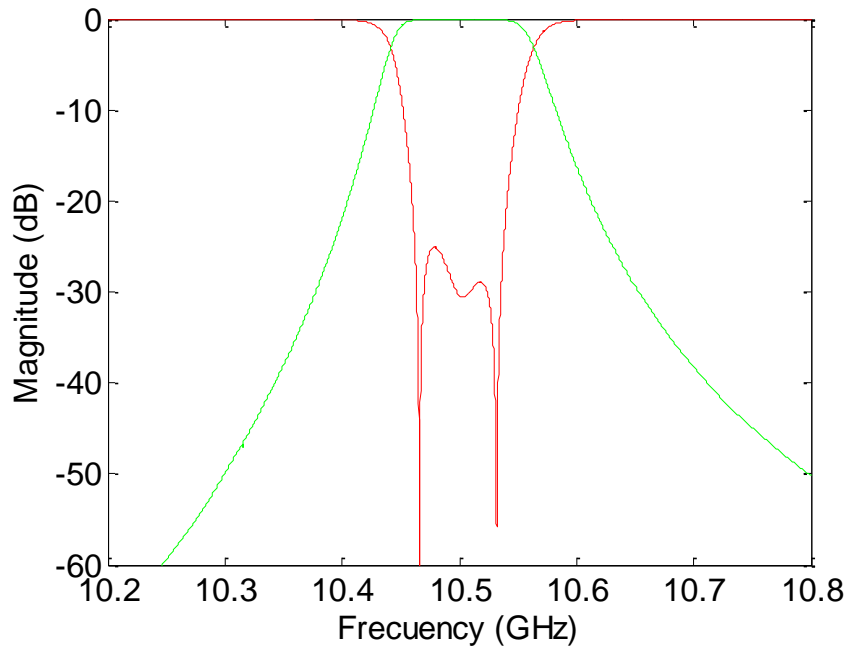


Figura 46. Respuesta en frecuencia del filtro optimizado; S11 en rojo y S21 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [Filtro_opt.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [Filtro_opt.cst](#)

Para la optimización de este filtro se ha tratado de mantener el tamaño de los resonadores cilíndricos iguales a pares, aunque se podría haber forzado a que fueran los cuatro resonadores del mismo tamaño de cara a una fabricación más sencilla.

3.2.2. Propuesta de mejora del resonador dieléctrico

Tal y como se propuso para los filtros de tipo Iris, se ha propuesto para este diseño la eliminación de la banda espúrea o al menos las resonancias que pudieran obstaculizar el correcto funcionamiento del filtro.

Con el fin de poder identificar las resonancias a las frecuencias no deseadas, se ha hecho una simulación en un rango frecuencial mayor y así, se ha propuesto alguna solución física para eliminar las bandas espúreas.

Suponiendo que el conector SMA que se va a emplear funciona de forma correcta, se ha simulado la estructura hasta 18 GHz, suponiendo que el conector se comportará en este rango frecuencial de forma uniforme y no será la razón de una banda espúrea o de un mal comportamiento del filtro.

A continuación se puede ver el resultado de la simulación de este filtro en un rango frecuencial muy superior.

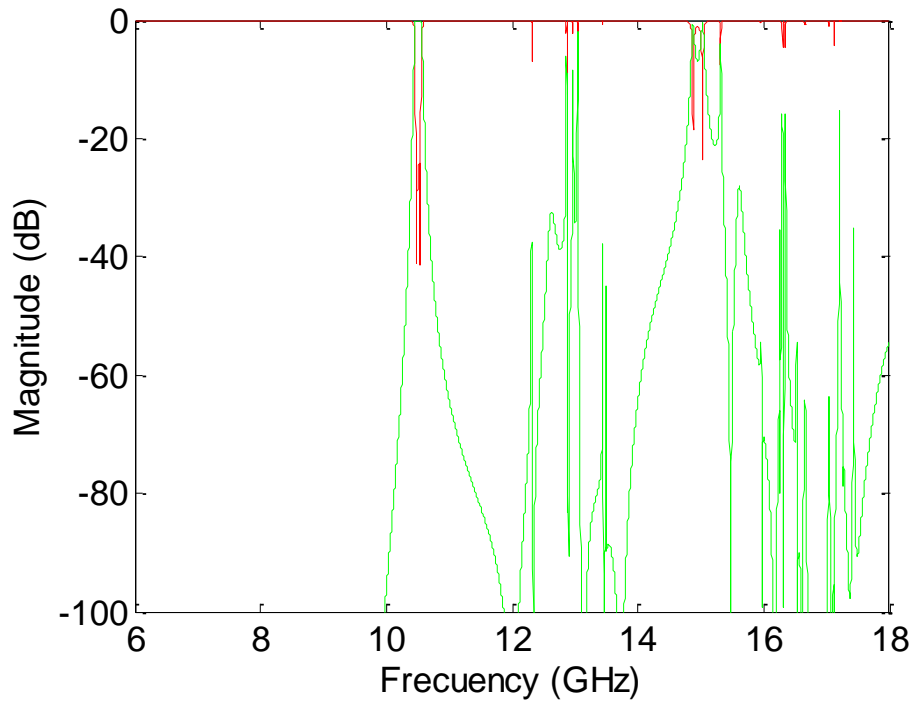


Figura 47. Respuesta en frecuencia del filtro optimizado simulado en un gran rango frecuencial; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [Filtro_RG.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [Filtro_RG.cst](#)

Una vez se ha simulado en este rango frecuencial tan amplio, se pasará a simular en el rango de 10 a 14 GHz, que es donde se encuentran varias resonancias que se tratarán de eliminar, para poder tener una mejor resolución.

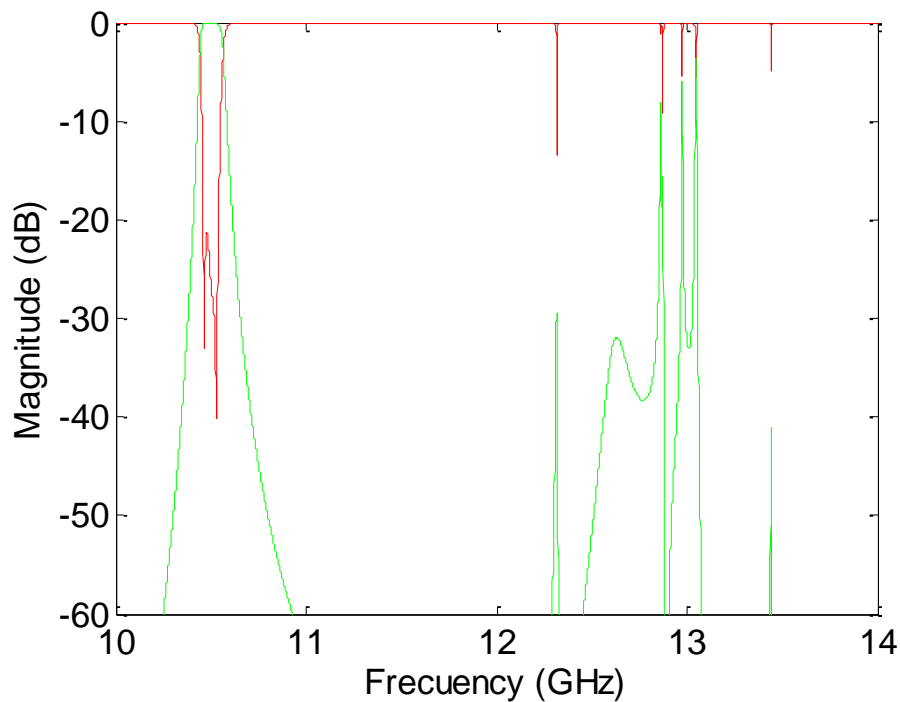


Figura 48. Respuesta en frecuencia del filtro optimizado simulado en un gran rango frecuencial; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [Filtro RG 10 14.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [Filtro RG 10 14.cst](#)

A la vista de estas simulaciones se ha propuesto un estudio de los campos electromagnéticos, a la frecuencia central en la banda de paso y a las frecuencias de resonancia. Se han simulado los campos eléctricos en la estructura a las siguientes frecuencias, aunque pudieran ser necesarias más frecuencias: 10.5 GHz, 12.862 GHz y 12.976 GHz. A continuación, se dejan las imágenes de los campos eléctricos.

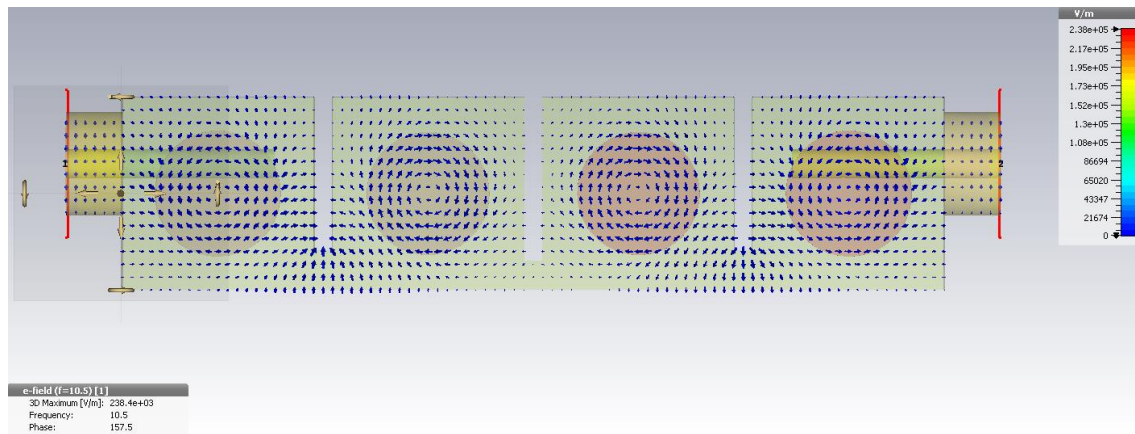


Imagen 9. Campos eléctricos dentro de la estructura a 10.5 GHz

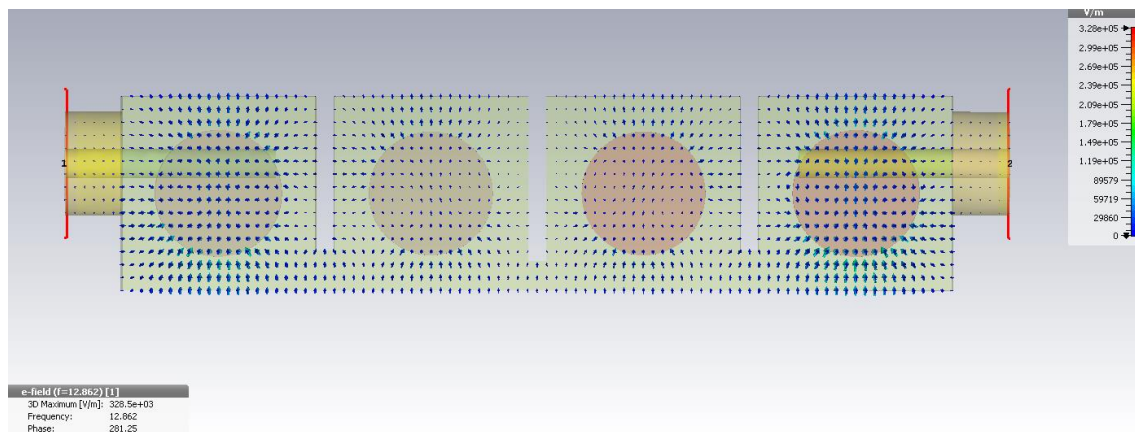


Imagen 10. Campos eléctricos dentro de la estructura a 12.862 GHz

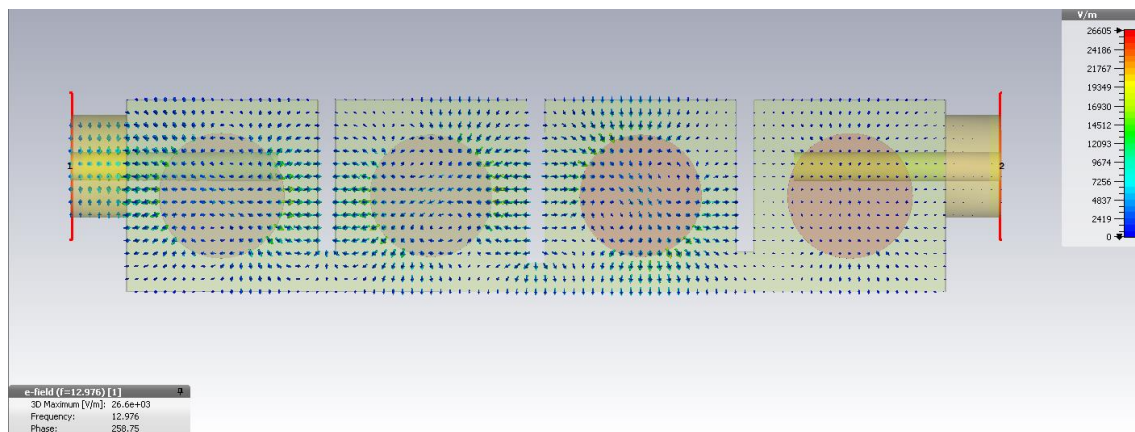


Imagen 11. Campos eléctricos dentro de la estructura a 12.976 GHz

La simulación con CST se encuentra en: [campos_setas.cst](#)

Se puede ver en las imágenes que los campos eléctricos no se encuentran repartidos de la misma manera para cada frecuencia y esa puede ser la razón de las resonancias no deseadas. Además, los campos eléctricos no tienen la misma dirección para las frecuencias de resonancia de las bandas espúreas que la frecuencia de operación del filtro.

Se puede presuponer así, que un cambio en los tamaños de las cavidades o en la forma de la estructura resonante podrían ser soluciones simples y satisfactorias para la eliminación de las bandas espúreas. Los resonadores dieléctricos tienen efectos completamente diferentes para cada frecuencia y las cavidades se pueden intuir que crean las resonancias no deseadas, por cómo se expanden los campos eléctricos.

En el caso de elegir un cambio en la forma de la estructura resonante se recomienda la lectura de [1], puesto que se expone un estudio de los distintos modos que se crean en los resonadores dieléctricos y aporta unas mínimas pistas de cómo puede responder la estructura y los campos eléctricos ante un cambio en los mismos.

En caso de haber tenido más tiempo, hubiese sido correcto el haber realizado un estudio de todos los campos eléctricos de la estructura, tal y como se ha propuesto en la propuesta de mejora del filtro de tipo Iris con el fin de lograr unos datos fiables sobre el comportamiento de la estructura.

3.3. Filtros Dual-Mode

Un filtro Dual-Mode es un filtro que tiene como su nombre indica dos modos, los cuales se propagan dentro de la misma cavidad resonante. Los dos modos que se propagan dentro de la misma cavidad son ortogonales entre sí y pueden propagarse de forma independiente.

Los filtros con esta tecnología se volvieron muy populares en los años 1970-1980 para emplearlos en satélites debido a que pesaban poco y eran muy compactos. Además, de disponer de ceros de transmisión y un ancho de banda fraccional muy estrecho; y se podían variar tanto los ceros de transmisión como el ancho de banda, mediante el empleo de unos tornillos. Dichos tornillos, actúan directamente sobre los modos que se propagan dentro del filtro cambiando los acoplos entre los modos y entre las cavidades. En [8] se exponen dichas razones y se justifica el modelo que se empleó en aquellos años para el diseño de los filtros Dual-Mode.

Estos filtros se suelen emplear con cavidades cilíndricas como son las cavidades que se han seleccionado para la realización de este trabajo ya que tienen mejores características que los filtros basados en guía de onda rectangular.

El caso que concierne a este trabajo se encuentra en [9] y se puede ver su estructura en CST en la siguiente imagen.

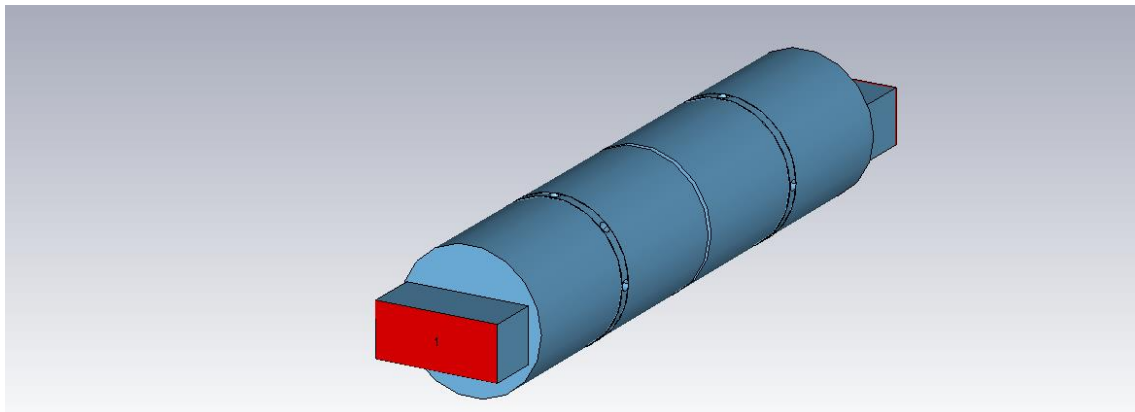


Imagen 12. Estructura de un filtro Dual Mode con tornillos cilíndricos

3.3.1. Método de diseño de un filtro Dual-Mode

El método de diseño de un filtro Dual-Mode puede ser muy complejo en comparación con los métodos propuestos para el diseño de los filtros de tipo Iris o el método de diseño de un resonador dieléctrico. La idea a la hora de diseñar un filtro con la tecnología Dual Mode es emplear varias cavidades que ajustando los Irises y los tornillos, se puedan ajustar de forma correcta los múltiples acoplos. Los tornillos horizontales y verticales permiten controlar los acoplos entre las cavidades y los que se encuentran a 45° del eje vertical, permiten controlar el acoplo entre los modos que se propagan.

Para controlar los diversos acoplos, se recomienda el uso de [1] ya que documenta de forma sencilla cómo se acoplan los modos y sirve de guía para el diseño de un filtro Dual Mode.

3.3.2. Cambio de tornillos

Se ha propuesto un cambio en el diseño sobre los diseños propuestos en [9], [10] y [11]. El cambio que se propone es un planteamiento enfocado a la fabricación del filtro. Se van a cambiar los tornillos propuestos cúbicos por tornillos cilíndricos que tal y como se indica en [11], no debería suponer un cambio demasiado llamativo.

Tal y como se ha propuesto a lo largo de este documento, los filtros que se exponen son filtros con distintas características pero con una similitud, el empleo de 10.5 GHz como frecuencia central de cada filtro. En este caso se van a tomar las dimensiones que se proponen para el filtro de 10.5 GHz, así como las características que se le piden al filtro en los artículos.

Las características que tendrá el filtro serán las siguientes:

- Tipo de filtro: Paso banda
- Orden del filtro: 4
- Frecuencia central del filtro: 10.5 GHz
- Pérdidas de retorno: 20 dB
- Ancho de banda: 27 MHz
- Rechazo mínimo en la banda de rechazo: 40 dB

Con estas características se pueden emplear los métodos de diseño empleados en [11] para poder diseñar un filtro dual mode.

Con las siguientes características se tiene que la matriz de acoplo normalizada del diseño propuesto será la siguiente:

$$[M]_{N+2} = \begin{pmatrix} 0 & 1.02766 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1.02766 & 0 & 0.88772 & 0 & -0.10541 & 0 \\ 0 & 0.88772 & 0 & 0.74195 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.74195 & 0 & 0.88772 & 0 \\ 0 & -0.10541 & 0 & 0.88772 & 0 & 1.02766 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.02766 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.50)$$

Es necesario recordar que el ancho de banda fraccional de este filtro es de 0.2571% para poder desnormalizar la matriz de acoplo en caso de que fuera necesario.

Se puede ver que la matriz de acoplo no es como las matrices de acoplo que se han planteado para los filtro anteriores, Irises y resonadores dieléctricos, sino que dispone de ceros de transmisión que se lograrán mediante el empleo de los acoplos negativos. Dichos multiacoplos dentro de los filtros dual mode vienen documentados en [1].

A continuación, se exponen las tablas con las dimensiones propuestas en [9] y [11], con tornillos de 1 mm de radio y un grosor de Iris de 1 mm (Los Irises tendrán una longitud de guía de onda de 1 mm):

Cavidad	Parámetro	Dimensión
Cavidad 1	Longitud de la cavidad	54.4372 mm
	Radio de la cavidad	13.3 mm
	Profundidad del tornillo vertical	1 mm
	Profundidad del tornillo horizontal	2.9024 mm
	Profundidad del tornillo a 45 grados	2.032 mm
Cavidad 2	Longitud de la cavidad	54.4416 mm
	Radio de la cavidad	13.3 mm
	Profundidad del tornillo vertical	1 mm
	Profundidad del tornillo horizontal	2.8988 mm
	Profundidad del tornillo a -45 grados	1.9417 mm

Tabla 19. Dimensiones extraídas del filtro Dual Mode con tornillos cúbicos

Iris	Parámetro	Dimensión
Iris horizontal a la entrada = Iris horizontal a la salida	Anchura	10.6449 mm
	Altura	2 mm
Iris en cruz entre las cavidades 1 y 2	Anchura Iris vertical	1 mm
	Altura Iris vertical (l_v)	7.8276 mm
	Anchura Iris horizontal (l_h)	4.4191 mm
	Altura Iris horizontal	1 mm

Tabla 20. Dimensiones extraídas del filtro Dual Mode con tornillos cúbicos

Se exponen a continuación las dimensiones en dos imágenes, del filtro.

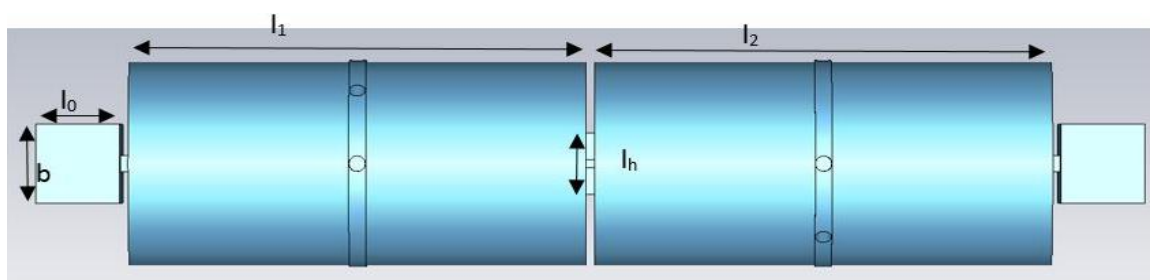


Imagen 13. Dimensiones del filtro Dual Mode; vista desde $x = 2 \cdot r$

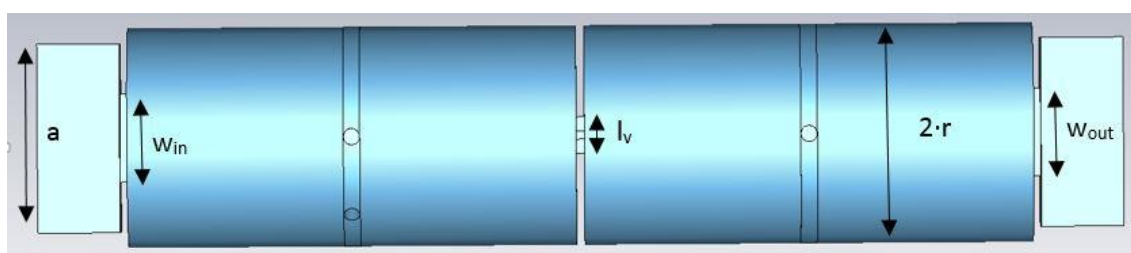


Imagen 14. Dimensiones del filtro Dual Mode; vista desde $y = 2 \cdot r$

Si se simula el filtro con estas dimensiones se tiene la siguiente respuesta en frecuencia.

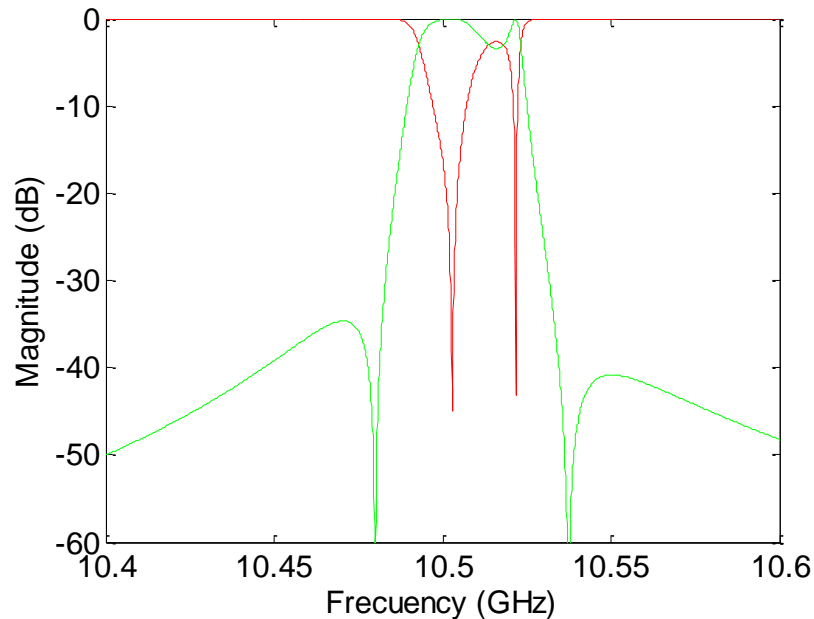


Figura 49. Respuesta en frecuencia del filtro cambiando los tornillos cúbicos por tornillos cilíndricos; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: inicial.m

La simulación con CST se encuentra en: inicial.cst

Se puede ver después de esta simulación que los ceros de transmisión se localizan en las frecuencias que se exponen en los artículos, por lo que los parámetros de la matriz de acoplo que se encargan del acoplo negativo cumplen con su cometido. Se requiere en este momento de una optimización posterior para arreglar la banda de paso.

3.3.3. Optimización del filtro

En cuanto a la optimización, se han precisado de varias optimizaciones puesto que no se ha podido llegar en ningún momento a un resultado que fuera totalmente óptimo. Así, se ha llegado a realizar un estudio de los diferentes optimizadores que se pueden emplear en CST con el fin de poder tener un resultado mejor. En el siguiente capítulo se podrán ver los resultados que se han obtenido y una breve explicación de porqué se han dado dichos resultados. De todos modos, a continuación se deja la figura con la respuesta en frecuencia con los mejores resultados obtenidos.

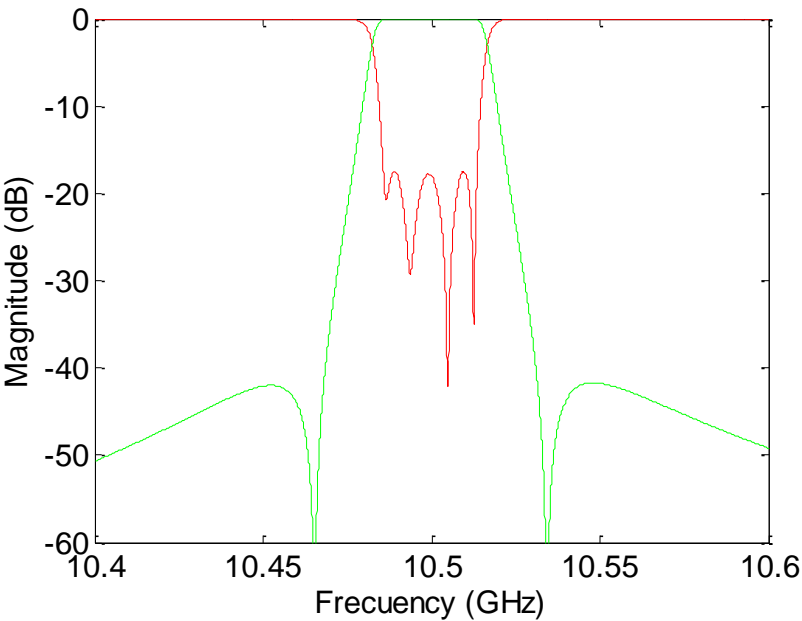


Figura 50. Respuesta en frecuencia del filtro optimizado con tornillos cilíndricos; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [dual_1mm.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [dual_1mm.cst](#)

Las dimensiones del filtro optimizado se pueden ver a continuación en las siguientes tablas junto a las dimensiones iniciales.

Cavidad	Parámetro	Dimensión inicial	Dimensión optimizada
Cavidad 1	Longitud de la cavidad	54.4372 mm	54.43307 mm
	Radio de la cavidad	13.3 mm	13.3 mm
	Profundidad del tornillo vertical	1 mm	1 mm
	Profundidad del tornillo horizontal	2.9024 mm	3.0435 mm
	Profundidad del tornillo a 45 grados	2.032 mm	2.2046 mm
Cavidad 2	Longitud de la cavidad	54.4416 mm	54.4386 mm
	Radio de la cavidad	13.3 mm	13.3 mm
	Profundidad del tornillo vertical	1 mm	1 mm
	Profundidad del tornillo horizontal	2.8988 mm	3.0404 mm
	Profundidad del tornillo a -45 grados	1.9417 mm	2.2046 mm

Tabla 21. Dimensiones iniciales y optimizadas para el filtro Dual Mode

Iris	Parámetro	Dimensión inicial	Dimensión optimizada
Iris horizontal a la entrada = Iris horizontal a la salida	Anchura	10.6449 mm	10.6498 mm
	Altura	2 mm	2 mm
Iris en cruz entre las cavidades 1 y 2	Anchura Iris vertical	1 mm	1 mm
	Altura Iris vertical	7.8276 mm	7.7842 mm
	Anchura Iris horizontal	4.4191 mm	4.3734 mm
	Altura Iris horizontal	1 mm	1 mm

Tabla 22. Dimensiones iniciales y optimizadas para el filtro Dual Mode

Como se puede ver en las tablas, se ha tratado de dar al optimizador una gran libertad, haciendo que pudiera cambiar tanto las cavidades, como los Irises de entrada/salida y los que unen las cavidades. Aun así, no se ha conseguido lograr la respuesta deseada. Por lo que, aun teniendo una respuesta en frecuencia que pudiera acercarse a los requisitos que se le pedían al filtro, se ha creído conveniente proponer un cambio en el diseño con el fin de mejorar la respuesta hasta llegar al criterio de 20 dB en las pérdidas de retorno.

3.3.4. Propuesta de mejora para el filtro Dual-Mode

Después de haber visto en el [apartado de filtro Iris](#) que el grosor del Iris en un filtro tiene una fuerte relación con el ancho de banda, se ha cambiado el grosor del Iris del filtro Dual Mode a 800 μm . En consecuencia, se esperaba que aumentara el ancho de banda de la respuesta en frecuencia manteniendo el filtro con un grosor de iris que siga siendo fabricable.

Manteniendo todas las dimensiones constantes respecto a las dimensiones iniciales, salvo el cambio en el grosor de los irises, se tiene la siguiente figura.

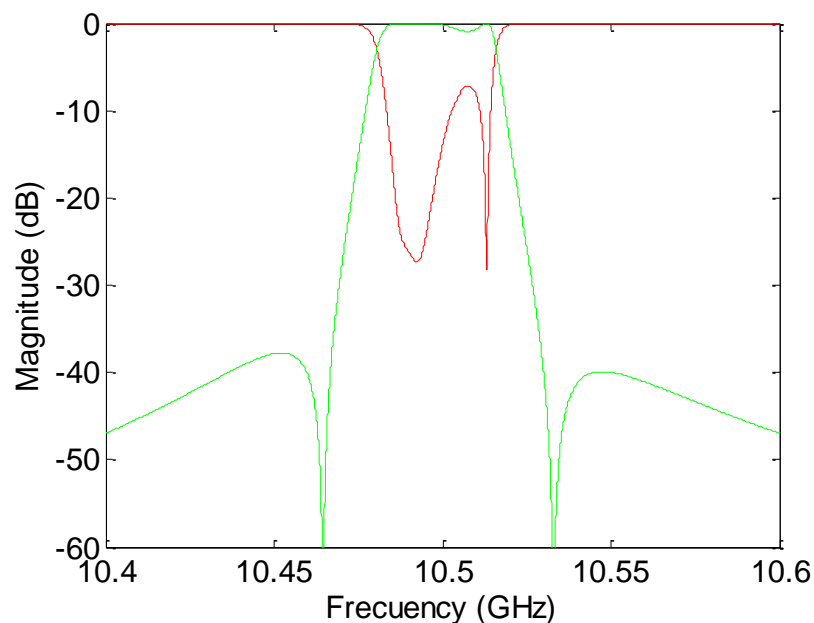


Figura 51. Respuesta en frecuencia del filtro con 800 μm de grosor de Iris; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [dual_mode_sin_opt_800micras.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [dual_mode_sin_opt_800micras.cst](#)

Una vez se ha cambiado el ancho de todos los Irises se puede ver que la banda de paso no se ha movido, pero si ha cambiado la adaptación en ella, lo cual se podía esperar después de confirmar la gran relación existente.

Se ha vuelto a optimizar este nuevo filtro y el resultado bajo una optimización rápida ha sido satisfactorio. A continuación, se detallan los resultados comparados con la respuesta cuando se tenía un grosor de 1 mm. Además, se añaden dos tablas que disponen de las dimensiones de los filtros citados.

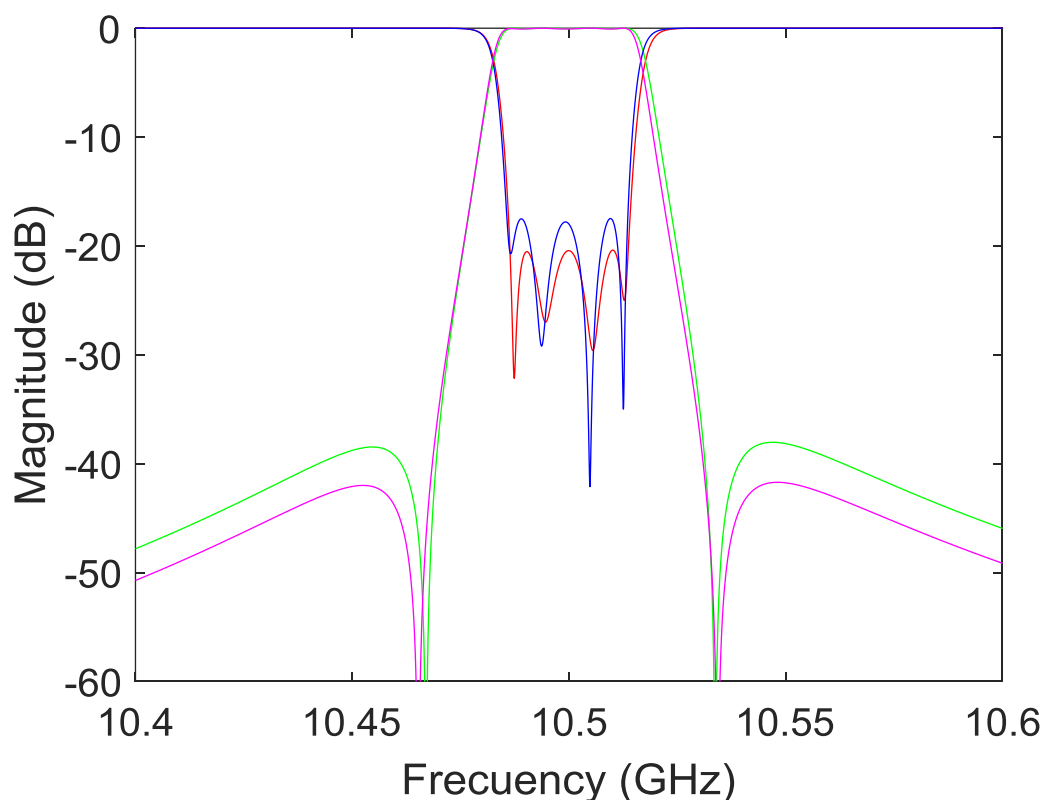


Figura 52. Respuesta en frecuencia optimizada del filtro Dual Mode con 800 μm de grosor de Iris; S11 en rojo y S12 en verde y respuesta en frecuencia optimizada del filtro con 1 mm de grosor de Iris; S11 en azul y S12 en magenta

La figura con MatLab se encuentra en: [comp_dual.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [dual_800micras.cst](#)

Cavidad	Parámetro	Dimensión inicial	Dimensión optimizada	Dimensión optimizada con Iris de 800 μm
Cavidad 1	Longitud de la cavidad	54.4372 mm	54.4337 mm	54.4182 mm
	Radio de la cavidad	13.3 mm	13.3 mm	13.3 mm
	Profundidad del tornillo vertical	1 mm	1 mm	0.90271 mm
	Profundidad del tornillo horizontal	2.9024 mm	3.0435 mm	3.06479 mm
	Profundidad del tornillo a 45 grados	2.032 mm	2.2046 mm	2.27452 mm
Cavidad 2	Longitud de la cavidad	54.4416 mm	54.4386 mm	54.3945 mm
	Radio de la cavidad	13.3 mm	13.3 mm	13.3 mm

	Profundidad del tornillo vertical	1 mm	1 mm	0.8955 mm
	Profundidad del tornillo horizontal	2.8988 mm	3.0404 mm	2.1884 mm
	Profundidad del tornillo a -45 grados	1.9417 mm	2.2046 mm	2.2745 mm

Tabla 23. Dimensiones iniciales y optimizadas del filtro Dual Mode

Iris	Parámetro	Dimensión inicial	Dimensión optimizada	Dimensión optimizada con Irises de 800 μ m
Iris horizontal a la entrada = Iris horizontal a la salida	Anchura	10.6449 mm	10.6496 mm	10.6674 mm
	Altura	2 mm	2 mm	1.9 mm
Iris en cruz entre las cavidades 1 y 2	Anchura Iris vertical	1 mm	1 mm	0.8348 mm
	Altura Iris vertical	7.8276 mm	7.7842 mm	7.8814 mm
	Anchura Iris horizontal	4.4191 mm	4.3734 mm	4.6178 mm
	Altura Iris horizontal	1 mm	1 mm	0.8462 mm

Tabla 24. Dimensiones iniciales y optimizadas del filtro Dual Mo

Queda clara así, la relación que se podía presuponer viendo lo ocurrido con los filtros Iris, entre el ancho de banda y el grosor de cada Iris. Se les ha dejado la libertad a los parámetros de los Irises debido al cambio del grosor, puesto que se ha supuesto que tendrían que variar para adaptarse.

Para el caso del filtro Dual Mode se había propuesto también la mejora de la banda espúrea, pero no se ha llevado adelante. Aun así, se deja el resultado de la simulación en un rango frecuencial muy superior donde se pueden identificar las frecuencias a las que resuena este filtro.

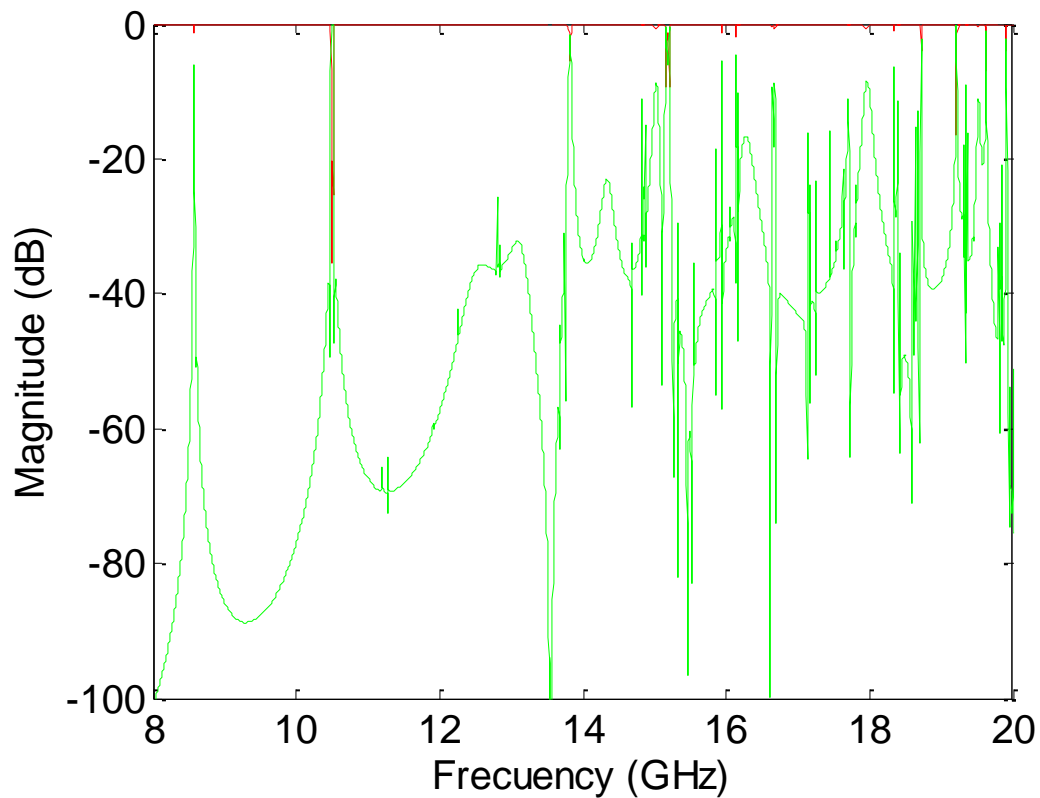


Figura 53. Respuesta en frecuencia optimizada del filtro Dual Mode con 800 μm de grosor de Iris simulado en un rango frecuencial muy grande; S_{11} en rojo y S_{12} en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [dual_mode_opt_800micrasRG.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [dual_mode_sopt_800micrasRG.cst](#)

Se puede ver en la anterior figura que habría que estudiar cómo se propagan los campos electromagnéticos en torno a 13.6-13.8 GHz y proponer una estructura alternativa.

4. Herramientas de trabajo

Para la realización de las simulaciones, así como del diseño se han empleado varias herramientas informáticas que han sido de gran utilidad, como son: CST Microwave Studio, FilterDesigner3D y Matlab. Se van a detallar a continuación, unas pequeñas recomendaciones sobre CST Microwave Studio y FilterDesigner3D.

4.1. CST Microwave Studio

CST Microwave Studio es un programa informático que permite desde el diseño de estructuras hasta las optimización de las mismas basándose en los resultados de las simulaciones que se deseen.

A lo largo del trabajo final de grado se ha empleado CST como herramienta de simulación. Se han diseñado las estructuras filtrantes con CST y se ha analizado el comportamiento de las mismas tanto desde el punto de vista de los parámetros S como de los campos electromagnéticos.

4.1.1. Optimizadores de CST Microwave Studio

CST Microwave Studio propone en [12] el uso de distintos optimizadores dependiendo del problema que se plantee. Así, se puede ver en la siguiente figura, la cual se ha sacado de la misma propuesta, que se recomienda el uso de los optimizadores CMA-ES o Genetic Algorithm para problemas en los que no se tenga una respuesta inicial que se aproxime a la deseada o que tenga demasiados parámetros para optimizar. Por el contrario, se recomienda el uso de optimizadores como son los optimizadores Interpolated Quasi Newton o Trust Region Framework para optimizaciones en las que la respuesta no esté lejos de la respuesta deseada o tenga pocos parámetros.

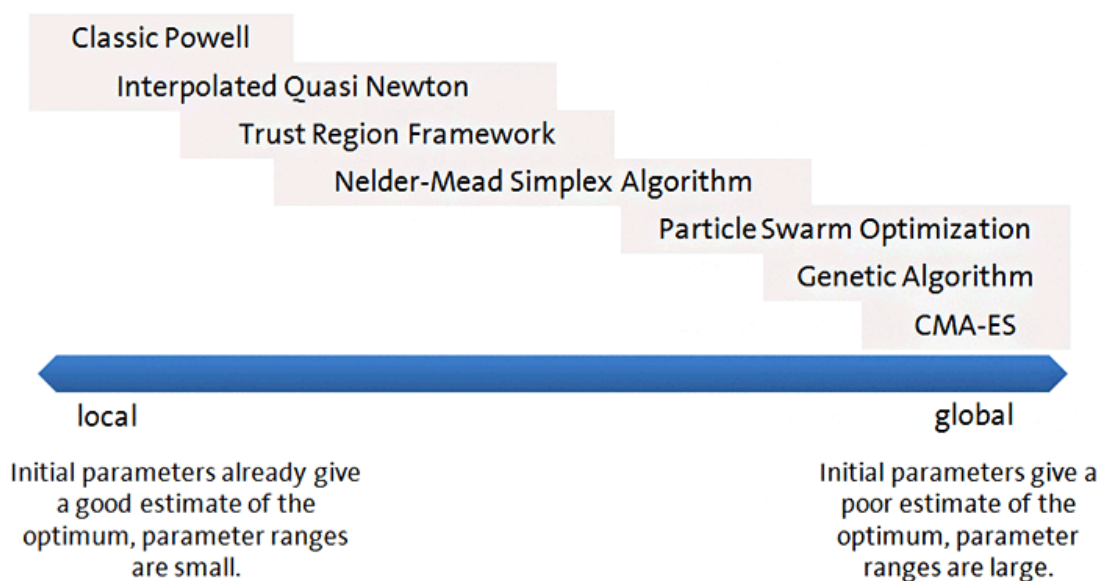


Imagen 15. Recomendaciones para el uso de los diversos optimizadores en CST

A la hora de optimizar el filtro Dual Mode que se había propuesto, se ha visto que varios optimizadores no han cumplido con su cometido y que no han respondido como CST Microwave Studio recomendaba. Por lo que, se van a detallar los optimizadores que se han empleado y los resultados que se han obtenido con su empleo. Luego, se aportará una conclusión sobre los diversos optimizadores que incorpora CST Microwave Studio.

Se van a exponer los optimizadores y los resultados obtenidos en el orden que se esperaría que respondieran mejor según la recomendación de CST. Se ha supuesto que se tiene una solución cercana al resultado que se trata de buscar ya que la banda de paso está bien definida, pero con una gran cantidad de variables, 12 en este caso. Por ello, se ha supuesto, que un optimizador global tendría un mejor resultado. Así, se expondrán primero los tres optimizadores globales y luego los otros tres optimizadores locales.

Se ha partido de un resultado que ha sido medianamente optimizado en una primera instancia y es el que se muestra en la siguiente figura.

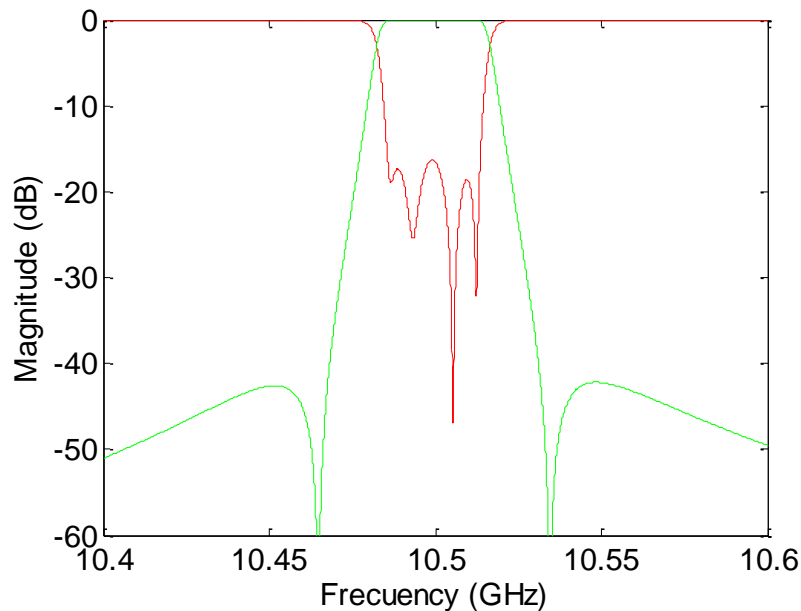


Figura 54. Respuesta en frecuencia que se ha tratado de optimizar; S11 en rojo y S12 en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [dual_original.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [dual_sim.cst](#)

4.1.1.1. CMA-ES

Se ha supuesto que este optimizador podía llegar a funcionar debido a la gran cantidad de variables que tenía el problema aunque estaba medianamente definida la banda de paso. Los resultados de la optimización pueden verse en la siguiente figura, exponiendo la figura relativa a la cantidad de iteraciones.

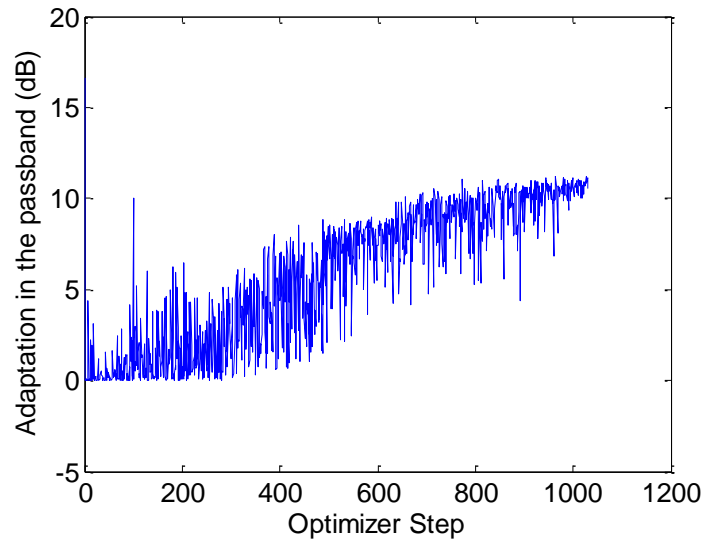


Figura 55. Optimización del filtro Dual Mode empleando el optimizador CMA-ES

La figura con MatLab se encuentra en: [CMA_ES.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [dual_CMA.cst](#)

Se puede ver en la figura que no se ha conseguido lo que se pretendía con este optimizador. Aun partiendo de un resultado que tenía una adaptación de 17 dB en la banda de paso, que es cercano al resultado que se deseaba, no ha logrado reconocer esa solución como una solución cercana y ha buscado otras soluciones aunque fueran peores.

4.1.1.2. Genetic Algorithm

Este Segundo optimizador se ha presupuesto que funcionaría de forma correcta en una primera instancia también debido a la gran cantidad de variables que tiene este problema. También se ha partido de la misma simulación que tenía la banda de paso y la figura se puede ver a continuación.

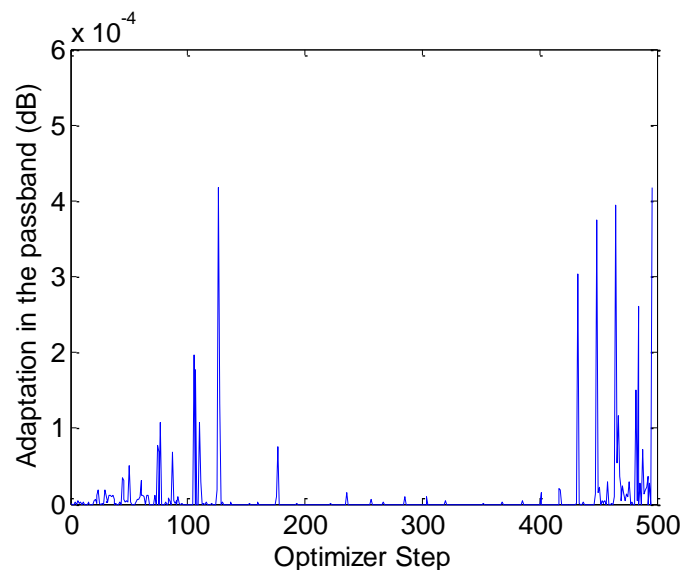


Figura 56. Optimización del filtro Dual Mode empleando el optimizador Genetic Algorithm

La figura con MatLab se encuentra en: [Genetic.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [dual_genetic.cst](#)

A diferencia de la optimización que se ha dado con CMA-ES, este optimizador no realiza la primera simulación con los parámetros que se le aportan sino que emplea los parámetros aleatoriamente dentro del rango que se le da. Así, al no partir de una primera simulación los datos dados, este simulador no sirve y no aporta ningún valor para poder optimizar un filtro que esté definido en la banda de paso.

4.1.1.3. Particle Swarm optimization

Este tercer simulador funciona de una forma similar al anterior y se puede ver que trata de buscar la solución partiendo desde unos parámetros escogidos aleatoriamente dentro del rango de parámetros que se le aportan al optimizador. Así, se tiene la optimización que se puede ver en la siguiente figura.

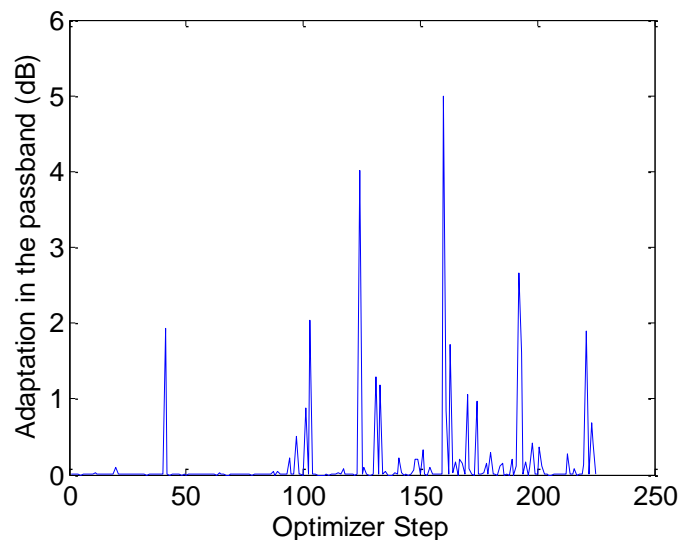


Figura 57. Optimización para un filtro Dual Mode con el optimizador Particle Swarm Optimization

La figura con MatLab se encuentra en: [Particle Swarm.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [dual_swarm.cst](#)

Se ha podido comprobar que este tercer optimizador que también se considera un optimizador global y está enfocado a problemas con muchas variables no ha aportado nada a la optimización que se había propuesto. Así, tampoco se recomienda el uso de este optimizador salvo que no se tenga ni la menor idea de cómo variar los parámetros de la estructura que se pretenda optimizar.

4.1.1.4. Nelder-Mead Simplex Algorithm

Nelder-Mead Simplex Algorithm es el primer optimizador que se ha estudiado y es el optimizador más empleado para las simulaciones que se dan con CST Microwave Studio. Este algoritmo se recomienda ya que se encuentra a medio camino entre el número de variables y una solución local como se puede ver en la imagen que se adjunta en la página Web de CST Microwave Studio. El resultado se puede ver en la siguiente figura.

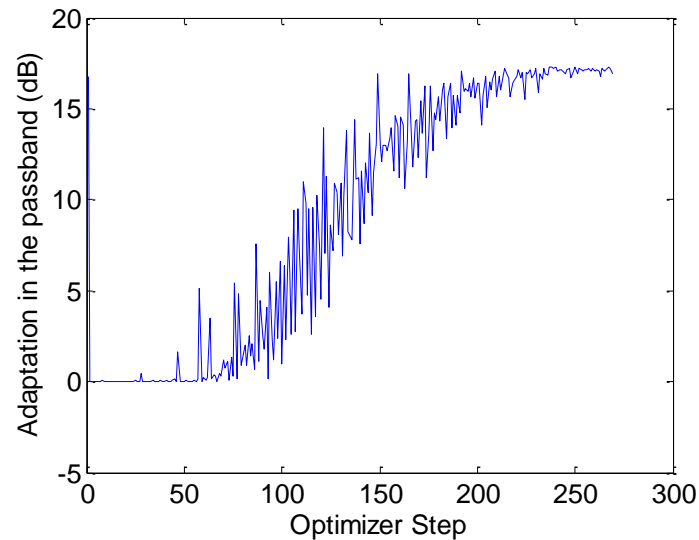


Figura 58. Optimización para un filtro Dual Mode con el optimizador Nelder Mead Simplex Algorithm

La figura con MatLab se encuentra en: [simplex.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [dual_simplex.cst](#)

En este caso, se ha podido mejorar levemente la respuesta en frecuencia tal y como se puede comprobar en la siguiente figura. Aunque solo se haya podido mejorar la respuesta en 0.2-0.3 dB, ha sido una mejora.

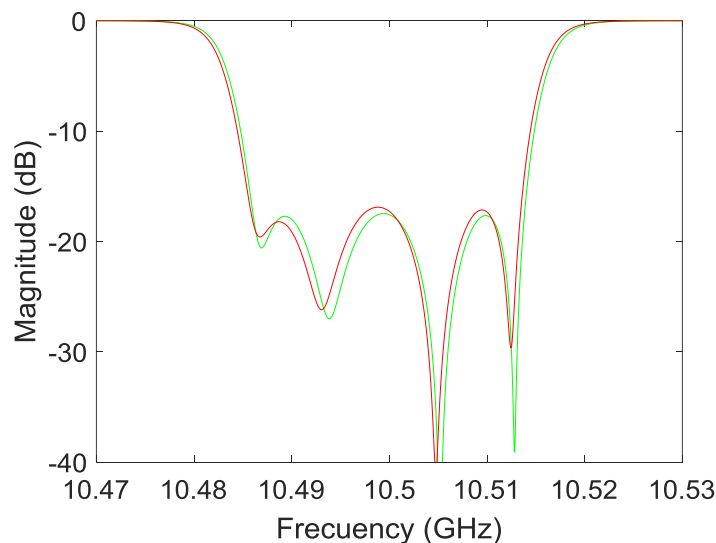


Figura 59. Respuesta en frecuencia; S11 inicial en rojo y S11 optimizado en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [simplex.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [dual_simplex.cst](#)

4.1.1.5. Trust Region Framework

El optimizador Trust Region Framework se perfila como un optimizador local enfocado a la solución de problemas que tenga una cantidad de variables que sea pequeña y a la vez, que tenga la respuesta que se desea cerca de la respuesta en frecuencia inicial. A continuación, se puede ver el resultado de la optimización con este optimizador.

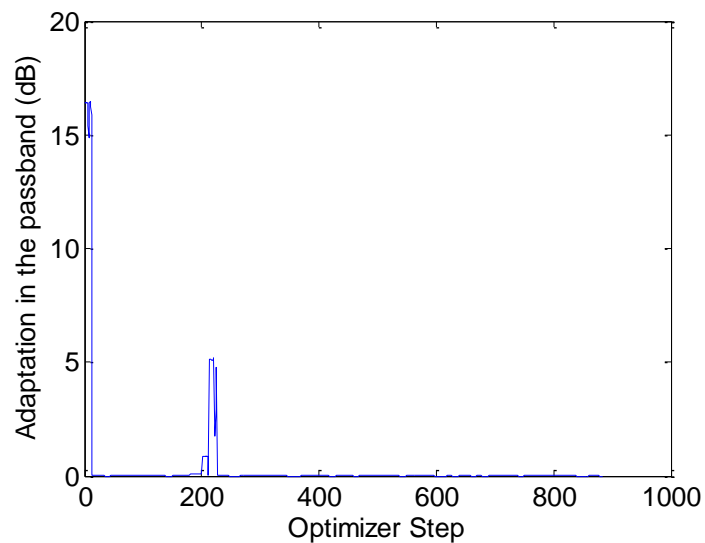


Figura 60. Optimización para un filtro Dual Mode con el optimizador Trust Region Framework

La figura con MatLab se encuentra en: [TrustRegion.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [dual_TrustRegion.cst](#)

Se puede comprobar que el optimizador una vez ha podido acercarse en las primeras iteraciones ha dado unos resultados que han sido buenos pero pasadas esas iteraciones se ha alejado en gran medida del resultado inicial. Por lo que, solo se le ve útil si el resultado se puede lograr en pocas iteraciones.

4.1.1.6. Interpolated Quasi Newton

El optimizador Interpolated Quasi Newton es el último optimizador local que se ha empleado y este funciona de una forma similar al optimizador Nelder Mead Simplex. Este optimizador ha sido útil y ha servido para lograr una leve mejoría en el filtro como ha pasado con el Nelder Mead Simplex Algorithm. A continuación se exponen las figuras, tanto del optimizador como de las respuestas en frecuencia iniciales y finales.

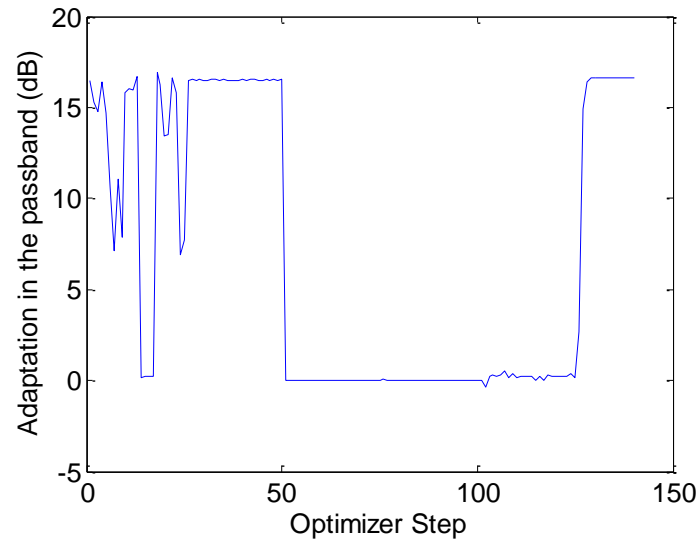


Figura 61. Optimización de un filtro Dual Mode con el optimizado Interpolated Quasi Newton

La figura con MatLab se encuentra en: [Newton.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [dual_newton.cst](#)

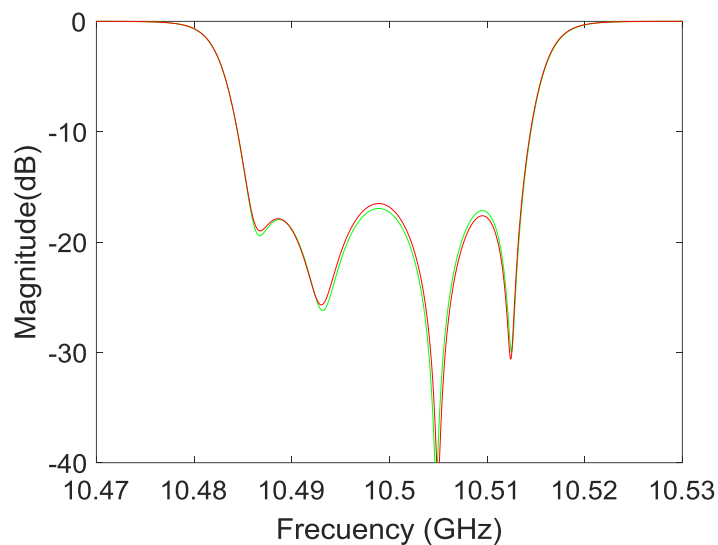


Figura 62. Respuesta en frecuencia; S_{11} inicial en rojo y S_{11} optimizado en verde

La figura con MatLab se encuentra en: [Newton.m](#)

La simulación con CST se encuentra en: [dual_newton.cst](#)

Se puede ver en la última figura que se ha mejorado levemente y que ha podido funcionar de forma correcta este optimizador para poder mejorar la respuesta que se tenía en una primera instancia. Así, se recomienda también este optimizador para poder optimizar estructuras similares a esta con 10-12 parámetros y que tengan una adaptación mínima.

4.2. FilterDesigner3D

FilterDesigner3D es una herramienta que ha añadido este año CST Microwave Studio a su conjunto de herramientas en su programa. Esta herramienta permite calcular las matrices de acoplo de un filtro. Se ha dejado ver como una herramienta muy útil de cara al diseño de filtros en 3D, aunque no ha aportado nada novedoso. Después de emplearla, se van a enumerar las ventajas que puede aportar el emplearla, así como sus desventajas.

Por un lado, las ventajas que presenta esta herramienta son las siguientes.

En primer lugar, la herramienta funciona de forma correcta para encontrar las matrices de acoplo normalizadas de forma sencilla y poder seleccionar que topología tendrá la estructura.

En segundo lugar, la herramienta permite extraer de forma sencilla la matriz de acoplo de una simulación hecha con CST Microwave Studio y comparar la matriz de acoplo obtenida con la deseada, pudiendo así identificar de forma sencilla qué acoplo no está funcionando de forma correcta.

Por otro lado, se tienen las desventajas o las características que se podrían esperar de una herramienta enfocada al diseño de filtros en 3D.

Primero, FilterDesigner3D no permite el diseño matemático para filtros que no se correspondan con una función matemática de tipo Chebyshev. Al menos, se desearía tener la opción de poder lograr las matrices de acoplo para otras funciones como pueden ser las funciones de Butterworth, elípticas y de optimización.

Segundo, FilterDesigner3D solo permite el diseño matemático para filtro paso banda o filtros que tengan varias bandas de paso. Se podría esperar en una herramienta de este estilo, el diseño de filtros que sean paso bajo, paso alto y de rechazo de banda.

Tercero, las matrices de acoplo que se logran están normalizadas, no se pueden lograr las matrices de acoplo desnormalizadas. Sería interesante una herramienta que calculara las matrices de acoplo desnormalizadas para no tener que hacer la conversión entre matrices de acoplo y no tener que introducir a mano el ancho de banda en FilterDesigner3D.

Cuarto, se echa de menos que FilterDesigner3D y el optimizador de CST Microwave Studio, puedan trabajar conjuntamente sin requerir de la ayuda de una persona externa. No hay conexión directa entre las dos herramientas y exige un tiempo que se cree que es innecesario.

5. Conclusiones

Se van a dividir las conclusiones en varios puntos para dar las conclusiones de cada apartado de forma independiente.

5.1. Métodos de diseño para los filtros de tipo Iris

Como se ha comentado en el capítulo de los métodos de diseño de filtros Irises, la frecuencia a la que se pretende diseñar, así como las características mínimas que se requieren, pueden ser un problema en el diseño.

Así, se han propuesto distintos métodos con el fin de poder realizar distintos diseños, con distintos anchos de banda, para las cuales se exponen a continuación las conclusiones a las que se han llegado.

En primer lugar, se ha demostrado que los métodos de diseño documentados en [2], son unos buenos exponentes para poder realizar filtros a una frecuencia como la que se ha propuesto de 10.5 GHz, pero que tengan un ancho de banda fraccional pequeño si se quieren diseñar con un grosor de Iris finito. La relación entre el grosor del Iris y la longitud de la pared del Iris marca la necesidad de que el filtro tenga un ancho de banda pequeño, para que la apertura del Iris sea menor y así, se tenga que:

$$\frac{anchura_{iris}}{(a - apertura_{iris})} \ll 1$$

Donde a , será la anchura de la guía de onda del filtro, marcada por el estándar WR que se emplee.

Este problema viene dado porque la apertura del Iris viene marcada por los K-inversores, que contra más grande sea el valor de los K-inversores, mayor apertura tendrá el Iris. Así, el problema es que los K-inversores tomen valores grandes y eso se da cuando el ancho de banda fraccional es muy grande.

La forma de solucionar este requisito es forzando a que el grosor del Iris sea pequeño o que la apertura sea muy pequeña. La primera lleva a una solución en la que el filtro opere en frecuencias inferiores a las empleadas y la segunda lleva a un filtro con un ancho de banda fraccional que sea pequeño a frecuencias medianamente altas, como puede ser 10.5 GHz, el cual se ha comportado bien hasta un ancho de banda fraccional de entorno a un 2%.

En segundo lugar, se ha demostrado también que el método de diseño basado en [2], que tiene como finalidad el diseño de filtros de tipo Iris con un grosor infinitesimal, tiene un resultado satisfactorio y es el método correcto para iniciar el diseño de un filtro de tipo Iris. Para el caso del filtro iterativo, se ha partido de un filtro que era ideal como el caso del filtro que se ha tratado de transformar. Con anchos de banda fraccionales bastante dispares la realización ha sido simple ya que la precisión de dicho método es lo suficientemente alta.

En tercer lugar, se ha propuesto la idea de redimensionar un filtro que tenía un ancho de banda fraccional mediano, similar a los propuestos en una primera instancia en el documento, pero a una frecuencia superior. Al redimensionar las dimensiones desde los 35.75 GHz a 10.5 GHz se ha podido comprobar que no se ha llegado al resultado deseado. Al comprobar que el filtro ha respondido de forma correcta manteniendo un ancho de banda que era aproximadamente el doble del esperado, se ha comprobado la gran relación existente que hay entre el ancho de banda y el grosor del Iris. Así, se ha podido confirmar la gran facilidad que existe para hacer que un filtro aumente o disminuya su ancho de banda fraccional con un simple cambio en el grosor del mismo.

En cuarto lugar, suponiendo que la forma de diseñar los filtros ideales es correcta y que las transformaciones se pueden dar de forma sencilla para filtros que tengan anchos de banda fraccionales pequeños o que tengan una frecuencia de operación que sea baja, se podría crear un método de diseño que junto a una propuesta de redimensionado del filtro diera un resultado positivo, aprovechándose de las ventajas de los distintos métodos. Este método constaría de dos fases distintas. En una primera fase, se podría diseñar un filtro a una frecuencia diferente, preferiblemente que fuera menor para que se cumpliera la relación $\frac{anchura_{iris}}{(a-apertura_{iris})} \ll 1$. Y En la segunda fase, se trataría de redimensionar la estructura completa basándose en lo documentado en el capítulo sobre redimensionamiento de filtros de tipo Iris.

En quinto lugar, se ha tratado de confirmar y averiguar si realmente hay una relación entre el ancho de banda del filtro de tipo Iris y el grosor del Iris del filtro. En el método de diseño de filtros basado en el redimensionado se ha podido comprobar la enorme relación que existe. Manteniendo el grosor del Iris de forma constante pero redimensionando el resto de dimensiones se ha conseguido un ancho de banda mayor al esperado, alterando en gran medida el ancho de banda fraccional. Puede ser de gran utilidad el controlar este parámetro en el caso de querer rediseñar estructuras con menor ancho de banda fraccional dado un filtro con unas dimensiones dadas ya que el aumentar el grosor del Iris haría incluso más fácil su posible fabricación.

En sexto lugar, se ha podido demostrar la validez del método de diseño que se propone en [6], siendo un método de diseño simple y que puede servir para cualquier estructura que se pretenda diseñar. Con resonadores conectados en cascada el empleo de este método podría ser una solución que costase una mayor cantidad de tiempo para el diseñador, pero puede verse como un método más simple y eficaz dentro de los métodos de diseño empleados, así como universal. La principal ventaja de este método de diseño es la universalidad, aunque requiera de herramientas de diseño de filtros como puedan ser Dedale-HF o FilterDesigner3D.

Con estas seis pequeñas conclusiones, se recomienda:

Si el ancho de banda fraccional es pequeño, como puede ser el ancho de banda que ha resultado al emplear el primer método, se diseñe un filtro ideal con un ancho de banda algo superior, empleando las funciones que se exponen en [2] y se transforme directamente a un filtro que tenga un grosor de Iris que sea fabricable y luego, se optimice. Como se ha podido comprobar, el ancho de banda ha menguado algo manteniéndose las dimensiones muy similares después de la optimización respecto a las dimensiones obtenidas al transformar el filtro con MatLab.

Si el ancho de banda fraccional es mediano o grande, se diseñe a una frecuencia menor el filtro ideal y se transforme sin necesidad de ser optimizado, donde la relación $\frac{anchura_{iris}}{(a-apertura_{iris})} \ll 1$, se pueda cumplir sin problemas. Después, se simule y se redimensione a la frecuencia deseada multiplicando el tamaño del Iris por la relación entre frecuencias y se cambie el estándar de guía de onda.

Si el ancho de banda es grande y ya se conocen las dimensiones del filtro, se redimensione de forma sencilla a la frecuencia, tal y como se ha planteado en el capítulo referido a redimensionar un filtro que se encontraba operando a una frecuencia de 35.75 GHz, hasta los 10.5 GHz. Si se redimensiona correctamente y además, se controla bien el grosor de los Irises, se podría redimensionar de una forma muy rápida.

Si el orden del filtro que se quiere implementar no es muy grande por lo que dispone de pocos resonadores, el método empleado a la hora de reconstruir la banda de paso en la propuesta de mejora basado en [6], puede ser el método que mejores resultados ofrezca aunque si el orden del filtro aumenta, haría falta de muchas iteraciones y muchas optimizaciones para poder tener el filtro diseñado de forma correcta.

Si el orden del filtro es muy grande, se recomienda el empleo de métodos de diseños matemáticos como son los expuestos en [2], para evitar en la medida de lo posible tener que optimizar varias veces la estructura. Si el diseño propuesto como mejora hubiese tenido un orden mayor, lo mejor hubiera sido emplear los métodos que se presentan en [2], para el diseño de Irises con columnas en su interior pero como el orden era pequeño, no ha supuesto demasiada carga computacional.

5.2. Método para la eliminación de la banda espúrea

Para la eliminación de la banda espúrea se ha propuesto un método de análisis basado en CST y en MatLab.

Tal y como se ha comprobado, lo más importante es localizar la banda espúrea de un filtro. Para ello, se debe hacer una primera simulación con CST y en la respuesta en frecuencia identificar las frecuencias resonantes.

En este trabajo se ha realizado una simulación de los campos eléctricos del filtro Iris en toda su estructura a 3 frecuencias, como han sido la frecuencia central del filtro y las dos frecuencias resonantes principales dentro de la banda espúrea.

Al tener las simulaciones en esas frecuencias se ha llevado a MatLab los datos de las simulaciones y se han reconstruido los campos suponiendo que podrían ser datos suficientes como para poder proponer una mejora.

Este método ha demostrado tener una validez mínima para poder identificar y poder proponer una solución rápida de cara a eliminar las distintas bandas espúreas.

Aunque puede que hubiera sido necesario o fuera más viable un método basado en simular mediante el simulador Eigenmode de CST todos los resonadores de cada estructura para identificar todas las posibles resonancias posibles.

De todos modos, se cree que este método de diseño puede ser una buena primera aproximación y un buen método de identificación, para diseños en los que se tenga un alto orden en el filtro o se tengan resonadores multiacoplo, ya que no se pueden dividir de forma sencilla los resonadores para estudio de forma detallada con el simulador Eigenmode.

5.3. Propuesta de eliminación de la banda espúrea de un filtro Iris

En la propuesta de mejora del filtro Iris, basado en eliminar la banda espúrea se han propuesto varias estructuras con el mismo fin y se han diferenciado dos por encima de las demás. La primera de ellas, consiste en la introducción de dos columnas dentro de los Irises 2, 3 y 4, simétricas respecto a la mitad del filtro y la segunda, consiste en cambiar la forma de los Irises 2 y 4, haciendo que las aperturas tengan una forma de guía de onda elipsoidal, y así, que sea más suave el cambio entre guía de onda e Iris.

Como se ha podido esperar cada frecuencia resonante dentro de la banda espúrea, resonaba en un lugar diferente dentro de la estructura y así, se ha tenido que para estas dos estructuras que son diferentes, se han tenido resultados totalmente diferentes.

Por un lado, cuando se ha dotado a la estructura con los Irises elipsoidales, se ha podido ver que el filtro dejaba pasar los suficientes campos electromagnéticos y por ello, la banda de paso no ha sido completamente eliminada aunque no se ha eliminado completamente la banda espúrea. Se ha eliminado solamente una resonancia de la banda espúrea ya que solo se ha cambiado la estructura en una zona, dejando la segunda zona en la cual los campos eléctricos de las frecuencias no deseadas predominaban.

Por otro lado, se han introducidos las columnas en los Irises 2 y 4 tal y como se ha podido ver en la propuesta de mejora y se ha comprobado que se puede eliminar la banda espúrea completamente con el uso de estas dos columnas. El problema se ha dado a la hora de reconstruir la banda de paso, que había sido en gran parte eliminada. Se ha podido comprobar que al reconstruir la banda de paso la banda espúrea se ha vuelto a reconstruir, aunque esta vez se ha reconstruido a una frecuencia superior. Además, la banda de rechazo, ha rechazado 6-7 dB más, aumentando la banda de rechazo.

Se ha tratado de solucionar la banda espúrea de un filtro que tenía un ancho de banda fraccional que era medianamente grande. Por lo que, los Irises tenían una apertura bastante grande y además, al meterle las columnas, se ha obligado a que las aperturas aún se hicieran más grandes para poder dejar pasar la misma potencia que antes. Al haber hecho que se abrieran los Irises, se ha podido hacer que se crearán nuevas resonancias que resonarán en distintas zonas. En consecuencia, se cree que podría aportar mejores resultados si se tuvieran anchos de banda fraccionales que fuera menores ya que dejarían pasar menos potencia.

Esta estructura requería de un nuevo estudio de los campos electromagnéticos con el fin de volver a localizar los campos eléctricos y magnéticos que se encuentran dentro de la nueva estructura propuesta y optimizada con el fin de proponer nuevos obstáculos o soluciones que permitan eliminar la banda espúrea.

Ha faltado tiempo para poder simular otra vez todos los campos electromagnéticos y poder proponer otra solución a esta nueva estructura o haber propuesto una nueva estructura en vez de la propuesta realizada. Igual el haber realizado un pequeño escalón nada más pasar el segundo Iris en la estructura hubiera sido una buena propuesta ya que era la zona donde más cantidad de campo eléctrico se confinaba a las frecuencias que no se deseaban o haber realizado la reconstrucción del filtro basado en Irises elipsoidales.

5.4. Método de diseño de resonadores dieléctricos

Aunque no se haya explicado en gran medida los métodos que se pueden emplear para diseñar los filtros basados en resonadores dieléctricos, se ha podido ver en [1], que los métodos de diseño para diseñar un filtro más sencillos se basan en el empleo de la matriz de acoplo, mismo fundamento que en [6].

Al redimensionar este filtro se ha planteado varios problemas y se han encontrado las soluciones, llegando a distintas conclusiones por el camino.

El primer problema que se ha encontrado, ha sido la necesidad de ampliar el grosor de las paredes de los Irises que se encontraban en el filtro basado en resonadores dieléctricos puesto que al redimensionarlo ha salido un grosor para el Iris muy pequeño, por lo que se ha aumentado hasta 800 μm para que pudiera ser fabricable. En este caso, se ha podido ver que aun habiendo aumentado el grosor de los Irises, se mantenía el ancho de banda constante, ya que en esta tecnología los Irises no son fundamentales en el ancho de banda, sino los resonadores.

En segundo lugar, se ha tenido un problema al cambiar el conector que se proponía, se ha tenido que emplear un conector de tipo SMA y como se ha podido ver en las imágenes, el conector tenía un tamaño proporcional más grande que el anterior conector, haciendo así que los campos que se confinan en torno al coaxial que se introduce en la cavidad sean mayores. Jugando con el tamaño de la cavidad se ha podido arreglar, al poder hacer la cavidad algo más grande. Al haber aumentado el tamaño de la cavidad los campos se han podido mantener proporcionales a los que había en el filtro de menor frecuencia.

5.5. Diseño y mejora de filtro Dual Mode

A la hora de diseñar el filtro Dual Mode se ha utilizado un filtro ya diseñado y publicado en [11], en vez del diseño desde cero del filtro Dual Mode. Por lo que, no se ha llegado a diseñar ni cambiar en gran medida las características de un filtro Dual. Sin embargo, sí que se ha documentado respecto al funcionamiento del mismo y se han valorado diversos métodos de diseño.

A la hora de optimizar el filtro Dual Mode y adaptar la banda de paso se han encontrado problemas para la adaptación dados por las características del filtro Dual Mode. Ha sido difícil llegar a unas pérdidas de retorno que fueran superiores a 20 dB, partiendo de un modelo similar que rondaría los 19 dB y tuviera un ancho de banda algo inferior al planteado teóricamente.

Se han empleado las conclusiones logradas para los filtros Irises que dejaban clara la relación existente entre el grosor de los irises y el ancho de banda de cada filtro. Se ha podido comprobar que con un cambio rápido a este parámetro, los resultados que se podían obtener mejoraban en gran medida, bajando de 17.5-18 dB de adaptación a casi 21 dB. Dicha mejora plantea si es necesario o no, emplear grosores de iris que sean inferiores para mejorar las características de los mismos o si es mejor tratar de adaptar otros parámetros.

5.6. Diversidad en las características de los filtros

Se ha podido simular distintas estructuras filtrantes y con distintas características, así como su complejidad.

Los filtros Iris, se han podido comprobar que son los filtros que disponen de una mayor diversidad de métodos de diseño así como de una mayor simplicidad a la hora de diseñar pero disponen de unas peores características. Son algo pobres en la zona de rechazo, cuando se han simulado para una gran ancho de banda los filtros de tipo Iris se ha podido comprobar que rechazaban de forma constante una gran cantidad del espectro. Sin embargo, son filtros que son muy fáciles de adaptar tal y como se ha podido comprobar con los diversos métodos de diseño.

Los filtros basados en resonadores dieléctricos, se han podido ver como filtros con una complejidad de diseño no muy alta si se emplea algún método de diseño basado en la matriz de acoplo. Estos filtros no son tan fáciles de adaptar en la banda de paso pero se ha podido comprobar que disponen de una gran pendiente con un orden similar a los filtros Irises. Al ser filtros que tienen más elementos dentro de cada cavidad, se han podido encontrar que tienen una gran cantidad de resonancias no deseadas a distintas frecuencias, a diferencia de los filtros Irises.

Los filtros Dual Mode se han podido comprobar que son filtros mucho más complejos a la hora de diseñar y de poder adaptarlos, se ha tenido que dedicar incluso un estudio de los optimizadores que tiene CST para poder llegar a una solución deseada. Estos filtros aun teniendo una banda de paso que haya sido más difícil de adaptar se ha podido comprobar que ofrecer unas características mejores cerca de la banda de paso, dados por los zeros de transmisión que se puede introducir en la estructura gracias a los multiacoplos que se encuentran en la estructura.

En primer lugar, se tiene que los filtros Irises son los mejores filtros si quiere un filtro que sea fácil de diseñar y que se pueda fabricar de forma barata y que pueda reconfigurarse puesto que se pueden cambiar las aperturas de los Irises.

En segundo lugar, se tiene que los filtros basados en resonadores dieléctricos tienen una mayor complejidad de diseño pero a cambio ofrecen mejoras respecto a los filtros de tipo Iris como pueden ser, una mejor respuesta en frecuencia cerca de la banda de paso dada por una pendiente mucho mayor y unas dimensiones muy inferiores. El diseño que se ha realizado dispone de apenas 40.74 mm de longitud puesto que al emplear materiales con dieléctricos distintos se han confinado los campos y se ha logrado la compactación de la estructura.

En tercer lugar, los filtros Dual Mode se puede ver como los filtros que mejor responden cerca de la banda de paso. Se recomendaría el uso cuando se tienen más sistemas operando cerca de la frecuencia de operación y así, los ceros de transmisión aseguren el correcto funcionamiento del sistema. Además, como los filtros Irises, tienen la ventaja de poder tener respuesta en frecuencia que se puedan cambiar, mediante el empleo de los tornillos, que controlan los diferentes acoplos dentro de la estructura.

5.7. Optimizadores empleados en CST

A lo largo del trabajo final de grado se han empleado diversos optimizadores y se han seguido las diversas recomendaciones que se ofrecen en [12]. Aunque se hayan seguidos las diversas recomendaciones se ha llegado a la conclusión de que cada optimizador es para un problema matemático distinto.

Para los casos que se han contemplado se ha podido comprobar que la mejor opción ha sido el optimizador “Nelder Mead Simplex Algorithm”, que es el optimizador más estandarizado, aunque no se recomienda el uso para problemas que tengan muchos parámetros para optimizar. Aun así, se ha comprobado que en el problema del filtro Dual Mode, con 12 parámetros distintos ha sido el optimizador que mejor se ha comportado y se recomienda el uso de este optimizador siempre y cuando se tenga una similitud entre la respuesta inicial que se desee optimizar y la respuesta deseada.

Los optimizadores “CMA Evolution Strategy” y “Genetic Algorithm”, se recomiendan solamente para aproximar una primera vez la estructura. Cuando no se disponga de una respuesta inicial que se parezca lo más mínimo a la respuesta deseada y no se tenga una mínima idea de que parámetros cambiar, se recomienda el uso de estos optimizadores tan generales hasta llegar a una solución que sea mínimamente cercana a la deseada. Una vez empleado este optimizador y teniendo esa respuesta mínimamente cercana, se recomienda el uso de un optimizador como el “Nelder Mead Simplex Algorithm” o incluso el optimizador, “Interpolated Quasi Newton”.

Bibliografía

- [1] R. J. Cameron, C. M. Kudsia and R. R. Mansour, *Microwave filters for communication systems*, Wiley, 2007.
- [2] N. Markuvitz, *Waveguide handbook*, McGraw-Hill, 1951.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Wiley, 2015.
- [4] M. J. Lancaster and J.-S. Hong, *Microstrip filters for RF/Microwave applications*, Wiley, 2001.
- [5] Y. Zhai, Q. Wang, Z. Wang and X. X. Gao, "The Design of an Iris Waveguide Filter at 35.75 GHz," *2008 Global Symposium on Millimeter Waves*, Nanjing, 2008, pp. 348-350.
- [6] D. Mehdi, N. Keltouma, C. Mohammed and F. Mohamed, "Design and optimization of rectangular waveguide filter based to direct coupled resonators," *International journal of microwave and optical technology*.
- [7] «Dedale-HF,» [On line]. Available: <https://www-sop.inria.fr/apics/Dedale/Doc/doc.html>.
- [8] A. E. Atia and A. E. Williams, "Narrow-Bandpass Waveguide Filters," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, no. 4, pp. 258-265, Apr 1972.
- [9] S. Cogollos, M. Brumos, V. E. Boria, C. Vicente, B. Gimeno and M. Guglielmi, "New distributed model for synthesis of classical dual mode filters," *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Anaheim, CA, 2010, pp. 437-440.
- [10] V. E. Boria, P. Soto and S. Cogollos, "Distributed Models for Filter Synthesis," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 12, no. 6, pp. 87-100, Oct. 2011.
- [11] S. Cogollos, M. Boria, V. E. Boria, C. Vicente, J. Gil, B. Gimeno and M. Guglielmi, "A Systematic Design Procedure of Classical Dual-Mode Circular Waveguide Filters Using an Equivalent Distributed Model," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 4, pp. 1006-1017, April 2012.
- [12] «CST,» CST Microwave Studio, [On line]. Available: <https://www.cst.com/products/csts2/optimization>.